



**Universidade de  
Aveiro  
2006**

Departamento de Electrónica e  
Telecomunicações

**Luís Miguel Ribeiro  
Teixeira**

**Circuitos de Igualação para Elevados Ritmos de  
Transmissão**





**Universidade de  
Aveiro  
2006**

Departamento de Electrónica e  
Telecomunicações

**Luís Miguel Ribeiro  
Teixeira**

**Circuitos de Igualação para Elevados Ritmos de  
Transmissão**

dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Electrónica e Telecomunicações, realizada sob a orientação científica do Prof. Doutor Paulo Miguel Nepomuceno Pereira Monteiro, Professor associado do Departamento de Engenharia Electrónica e Telecomunicações da Universidade de Aveiro, e do Prof. Doutor Manuel Alberto Reis Oliveira Violas, Professor auxiliar do Departamento de Engenharia Electrónica e Telecomunicações da Universidade de Aveiro.



À minha mãe



## **o júri**

presidente

Prof. Doutor José Rodrigues Ferreira da Rocha  
Professor Catedrático da Universidade de Aveiro

Prof. Doutor Henrique José Almeida da Silva  
Professor Associado da Universidade de Coimbra

Prof. Doutor Paulo Miguel Nepomuceno Pereira Monteiro  
Professor Associado da Universidade de Aveiro

Prof. Doutor Manuel Alberto Reis Oliveira Violas  
Professor Auxiliar da Universidade de Aveiro





## **agradecimentos**

Muitas pessoas colaboraram directa ou indirectamente para a elaboração desta dissertação. Quero aqui deixar os meus agradecimentos a algumas, não sendo possível em tão pouco espaço mencionar todas, ou sequer agradecer convenientemente às mencionadas. Por isso peço já desculpa, mas asseguro a todos que nunca serão esquecidos.

Ao Professor Paulo Monteiro, que me proporcionou a possibilidade de integrar a elaboração desta dissertação com o trabalho a efectuar no Instituto de Telecomunicações – Pólo de Aveiro como bolseiro, e me deu todo o apoio possível ao longo destes três últimos anos. A ele devo muito mais do que o que possa exprimir nestas linhas.

Ao Professor Manuel Violas, por todo o apoio, e pelas muitas discussões informais que invariavelmente se revelavam produtivas.

Ao Paulo Gonçalves, pela inestimável ajuda no desenho de placas de circuito impresso, sem a qual o trabalho efectuado teria sido muito mais moroso.

Ao Mestre Miguel Madureira, pelo seu trabalho na implementação dos filtros em tecnologia monolítica, e pela sua colaboração nos testes laboratoriais ao sistema adaptativo.

Aos Engenheiros Ruben Sousa e Tiago Silveira, pelas discussões, camaradagem e amizade que me proporcionaram, bem como por momentos verdadeiramente inesquecíveis.

À Ana Margarida, por tudo. Mais uma vez por muito mais do que o que possa exprimir nestas linhas, mesmo que finalmente encontrasse forma de o fazer correctamente.



## **palavras-chave**

Comunicações ópticas; dispersão cromática; igualação adaptativa; circuitos de alta velocidade, transmissão óptica em banda lateral única

## **resumo**

O presente trabalho tem como objectivo principal estudar o desempenho de sistemas de igualação eléctricos adaptativos, quando aplicados à compensação do efeito de dispersão cromática em sistemas de comunicação ópticos de alto débito.

Para tal realiza-se inicialmente um estudo de diferentes topologias para igualadores passíveis de implementações de alta velocidade. A análise ao impacto da dispersão cromática na qualidade do sinal recebido e desempenho dos igualadores considerados é feita recorrendo a um simulador desenvolvido especificamente para o efeito.

São estudados e avaliados quanto ao desempenho algoritmos de optimização multidimensional para controlo de igualadores eléctricos.

São estudados processos de monitorização da qualidade de sinais, com vista à realimentação necessária ao controlo dos sistemas adaptativos. Neste contexto são propostos dois novos métodos para monitorização de alta velocidade a baixo custo.

É testado em laboratório um protótipo de igualador para débitos de 10Gbit/s. O protótipo é implementado segundo as especificações determinadas como óptimas, e o seu desempenho em compensação de dispersão cromática comparado com o previsto por simulação.

É realizado um sistema de igualação adaptativa, integrando o igualador protótipo e um circuito de controlo, baseado num microcontrolador. No microcontrolador é implementado o algoritmo de optimização multidimensional determinado como oferecendo melhor robustez e desempenho.

A validade das escolhas feitas, quanto às características óptimas para o igualador e quanto ao algoritmo de controlo adaptativo, é verificada experimentalmente em laboratório. O sistema adaptativo converge para valores óptimos na presença de diferentes condições de dispersão cromática no domínio óptico.



**keywords**

Optical communications; chromatic dispersion; adaptive equalization; high-speed circuits, optical single side band transmission

**abstract**

The main objective of this thesis is studying the performance of adaptive electrical equalizers when applied to chromatic dispersion compensation in high-speed optical communication systems.

For this purpose a study on available high-speed equalizer topologies is conducted. Chromatic dispersion impairments and equalizer performance are assessed using a computer simulator developed purposefully for this work.

Multi-dimensional optimization algorithms are studied and their performance as electrical equalizer controllers assessed.

Signal quality monitoring techniques are investigated in order to provide suitable feedback signals for adaptive equalization. In this context two new methods for low cost high-speed signal quality monitoring are proposed.

A 10Gbit/s prototype equalizer implemented according to deduced optimal specifications is tested and its performance in chromatic dispersion compensation is assessed and compared with initial simulation results.

An adaptive equalization system is implemented integrating the electrical equalizer and a microcontroller based control circuit with an embedded version of the multi-dimensional optimization algorithm proposed as providing best performance and robustness.

Suitability of choices made both on equalizer optimal characteristics and on the adaptive control algorithm is experimentally confirmed in laboratory. The adaptive system automatically converges to optimal solutions in presence of different chromatic dispersion conditions on the optical domain.



# Índice Geral

<b>Índice Geral.....</b>	<b>1</b>
<b>Índice de Figuras.....</b>	<b>5</b>
<b>1 Introdução.....</b>	<b>9</b>
1.1 Perspectiva histórica.....	9
1.2 Enquadramento e motivações.....	11
1.3 Objectivos e estrutura da dissertação.....	12
1.4 Contribuições da Dissertação .....	14
<b>2 Transmissão sobre Fibra Óptica .....</b>	<b>15</b>
2.1 Sistemas de comunicação ópticos .....	15
2.1.1 Componentes de um Sistema de Transmissão Óptico .....	16
2.1.2 Tipos de Fibras Ópticas.....	20
2.1.3 Detecção de Sinais Ópticos .....	25
2.2 Dispersão Cromática .....	26
2.2.1 Dispersão Material.....	29
2.2.2 Dispersão do Guia .....	29
2.2.3 Dispersão de Ordens Superiores .....	31
<b>3 Compensação de Dispersão Cromática em Sistemas de Comunicação Ópticos.....</b>	<b>33</b>
3.1 Compensação Óptica de Dispersão Cromática.....	34
3.1.1 Compensação usando DCF .....	34
3.2 Compensação Eléctrica de Dispersão Cromática.....	36
3.2.1 Igualação por FFE – Feed Forward Equalization .....	37
3.2.2 Igualação por DFE – Decision Feedback Equalization .....	42
3.2.3 Soluções Híbridas – FFE+DFE .....	44
3.2.4 Estimação de Sequencia de Máxima Verosimilhança – MLSE .....	45
3.2.5 Conclusão.....	46
3.3 Vantagens de Compensação de Dispersão no Domínio Eléctrico .....	47
<b>4 Métodos de Optimização Multidimensional.....</b>	<b>53</b>
4.1 Classificação .....	53
4.2 Métodos de Tabulação .....	54

<b>4.3</b>	<b>Métodos Lineares.....</b>	<b>54</b>
4.3.1	Pesquisa Univariável .....	55
4.3.2	Algoritmo de Hooke & Jeeves .....	61
<b>4.4</b>	<b>Métodos Sequenciais .....</b>	<b>65</b>
4.4.1	O Algoritmo Simplex .....	65
<b>4.5</b>	<b>Comparação de Desempenho .....</b>	<b>71</b>
4.5.1	Velocidade de Convergência.....	71
4.5.2	Ganho Alcançado .....	73
4.5.3	Complexidade Computacional.....	74
4.5.4	Adaptabilidade ao Problema de Igualação Eléctrica em Sistemas Ópticos.....	74
<b>4.6</b>	<b>Conclusão.....</b>	<b>76</b>
<b>5</b>	<b>Monitorização de Qualidade de Sinal em Sistemas de Comunicação Ópticos .....</b>	<b>79</b>
<b>5.1</b>	<b>Factor de Qualidade.....</b>	<b>79</b>
<b>5.2</b>	<b>Monitorização da Abertura do Diagrama de Olho .....</b>	<b>82</b>
<b>5.3</b>	<b>Monitorização de Potência RF.....</b>	<b>84</b>
<b>5.4</b>	<b>Histogramas de Amplitude.....</b>	<b>85</b>
5.4.1	Histogramas Síncronos .....	86
5.4.2	Histogramas Assíncronos .....	89
<b>5.5</b>	<b>Análise de Sinal Saturado com Referência Variável.....</b>	<b>91</b>
<b>5.6</b>	<b>Análise de Sinal Rectificado com Referência Variável .....</b>	<b>96</b>
<b>5.7</b>	<b>Circuitos para Monitorização de Qualidade de Sinal .....</b>	<b>101</b>
5.7.1	Implementação Discreta .....	102
5.7.2	Caracterização Experimental.....	104
5.7.3	Conclusão .....	108
<b>6</b>	<b>Filtros Transversais para Igualação Adaptativa .....</b>	<b>109</b>
<b>6.1</b>	<b>Simulações de Desempenho .....</b>	<b>109</b>
6.1.1	Características Óptimas .....	109
6.1.2	Débito de 10Gbit/s .....	113
6.1.3	Débito de 40Gbit/s .....	117
6.1.4	Conclusão .....	121
<b>6.2</b>	<b>Testes Práticos – Débito de 10 Gbit/s.....</b>	<b>121</b>
6.2.1	Configuração Experimental .....	121
6.2.2	Resultados Experimentais – Controlo Manual .....	127
6.2.3	Resultados Experimentais – Controlo Automático .....	129
6.2.4	Conclusões .....	136
<b>Anexos.....</b>		<b>137</b>
<b>A</b>	<b>Modelação de um Sistema de comunicação Óptico .....</b>	<b>139</b>



<b>A.1</b>	<b>Transmissor.....</b>	<b>140</b>
A.1.1	Gerador de Dados .....	141
A.1.2	Formatador de Impulsos.....	141
A.1.3	Modulação de Amplitude .....	142
<b>A.2</b>	<b>Canal Óptico .....</b>	<b>142</b>
<b>A.3</b>	<b>Receptor.....</b>	<b>144</b>
A.3.1	Foto-díodo .....	144
A.3.2	Filtro passa-baixo Eléctrico .....	144
A.3.3	Recuperação de dados .....	145
<b>A.4</b>	<b>Comparação de Resultados com o software package VPI Transmission Maker. ....</b>	<b>145</b>
<b>B</b>	<b><i>Implementação de Filtros Transversais em GaAs com Características Óptimas para Débitos de 10Gbit/s .....</i></b>	<b>149</b>
<b>C</b>	<b><i>Circuitos Digitais Baseados em Microcontroladores .....</i></b>	<b>155</b>
<b>C.1</b>	<b>Microcontroladores da Série PIC16F87X.....</b>	<b>155</b>
<b>C.2</b>	<b>Controlo do Circuito de Monitorização de Qualidade de Sinal .....</b>	<b>156</b>
C.2.1	Hardware .....	156
C.2.2	Software e Firmware.....	158
<b>C.3</b>	<b>Controlo do Filtro FLT10G .....</b>	<b>160</b>
C.3.1	Hardware .....	160
C.3.2	Software e Firmware – Controlo Automático.....	164
C.3.3	Software e Firmware – Controlo Manual .....	166
	<b><i>Publicações do autor no âmbito da Dissertação.....</i></b>	<b>169</b>
	<b><i>Referências .....</i></b>	<b>171</b>



## Índice de Figuras

Figura 1: Modulador em niobato de lítio baseado na estrutura de um interferómetro de Mach-Zehnder .....	18
Figura 2: Modulação de uma portadora óptica por um modulador em LiNiO <sub>3</sub> baseado numa estrutura de interferómetro de Mach-Zehnder .....	19
Figura 3: Corte transversal de uma fibra óptica típica .....	20
Figura 4: Contribuições individuais para D total.....	30
Figura 5: Aproximação para o parâmetro de dispersão de 1ª ordem D para uma SMF .....	30
Figura 6: Filtro transversal genérico com N tomadas para igualação Feed Forward .....	38
Figura 7: FFE linear com algoritmo de controlo LMS.....	41
Figura 8: DFE genérico .....	42
Figura 9: Igualador eléctrico implementando FFE e DFE .....	45
Figura 10: Estrutura de um igualador FFE+DFE adaptado por um algoritmo LMS.....	45
Figura 11: Compensação de Dispersão Cromática usando DCF.....	49
Figura 12: Desadaptação de declive inter-canal entre SMF e DCF em sistemas WDM .....	51
Figura 13: Optimização sucessiva de duas variáveis em Pesquisa Univariável .....	57
Figura 14: Passo de optimização demasiado grande em Pesquisa Univariável .....	57
Figura 15: Optimização das duas variáveis após reduzir $\Delta$ .....	58
Figura 16: Número de avaliações necessárias para convergência em função da dispersão para a Pesquisa Univariável .....	59
Figura 17: Ganho no factor de qualidade através do uso de Pesquisa Univariável como algoritmo de controlo na igualação adaptativa.....	60
Figura 18: Movimento Exploratório no algoritmo de Hooke e Jeeves .....	62
Figura 19: Determinar um novo ponto na direcção definida pelos dois últimos pontos (movimento padrão) .....	62
Figura 20: Número de avaliações necessárias para convergência em função da dispersão para o algoritmo de Hooke e Jeeves .....	64
Figura 21: Ganho no factor de qualidade através do uso do algoritmo Hooke e Jeeves no controlo da igualação adaptativa.....	64
Figura 22: Simplex original.....	66
Figura 23: Reflexão do ponto com pior valor de função objectivo .....	67
Figura 24: Expansão do ponto reflectido no Simplex.....	67
Figura 25: Um dos três tipos de contracção no algoritmo (contracção total) .....	68
Figura 26: Número de avaliações necessárias para convergência em função da dispersão para o algoritmo Simplex .....	70
Figura 27: Ganho no factor de qualidade através do uso do algoritmo Simplex no controlo da igualação adaptativa.....	70

Figura 28: Comparação da velocidade de convergência entre algoritmos em função da dispersão .....	72
Figura 29: Comparação de ganhos dos algoritmos em função da dispersão.....	73
Figura 30: Comparação da velocidade de convergência do Simplex utilizando pontos iniciais otimizados.....	75
Figura 31: Comparação do ganho obtido com o Simplex utilizando pontos iniciais otimizados....	76
Figura 32: Estimação do Factor de Qualidade de um sinal digital.....	80
Figura 33: Diferença absoluta entre símbolos recebidos em função do limiar de decisão.....	83
Figura 34: Diagramas de olho originais e otimizados através FFE com base em monitorização de abertura de olho para 40Gbit/s e 8km de transmissão .....	84
Figura 35: Obtenção de um histograma de amplitude síncrono .....	87
Figura 36: Amostragem síncrona do sinal recebido.....	88
Figura 37: Amostragem assíncrona do sinal recebido.....	89
Figura 38: (a) Histograma de amplitude assíncrono e (b) histograma síncrono para o mesmo sinal no instante de amostragem óptimo .....	90
Figura 39: (a) sinal recebido $x(t)$ e (b) $y(V_{REF}, t)$ .....	92
Figura 40: Configuração possível para a obtenção de histogramas de amplitude .....	93
Figura 41: Amostras retiradas à saída do filtro passa-baixo, correspondendo à equação 35.....	94
Figura 42: (a) Diferenciação dos dados representados na Figura 41 e (b) histograma assíncrono do sinal.....	95
Figura 43: (a) sinal recebido $x(t)$ e (b) $y(V_{REF}, t)$ .....	97
Figura 44: Intervalo de $y(V_{REF}, t)$ para (a) $V_{REF} = 0.7$ e (b) $V_{REF} = 0.73$ .....	98
Figura 45: (a) sinal original e (b) aproximação à 1ª derivada de $y(V_{REF}, t)$ para $V_{REF} \cong 0.7$ .....	98
Figura 46: Configuração possível para a obtenção de histogramas de amplitude recorrendo a um circuito rectificador .....	99
Figura 47: (a) Amostras retiradas à saída do filtro passa-baixo (b) 1ª diferenciação .....	100
Figura 48: (a) 2ª diferenciação das amostras à saída do filtro e (b) histograma de amplitude obtido por amostragem assíncrona .....	100
Figura 49: Parâmetros S do FET ATF-26884 para $V_{ds}=3V$ , $I_d=10mA$ .....	102
Figura 50: Esquemático simplificado do circuito rectificador discreto.....	103
Figura 51: Esquemático completo do circuito rectificador discreto .....	104
Figura 52: (a) Layout do circuito rectificador discreto e (b) circuito montado em base de latão ...	104
Figura 53: Parâmetros S do circuito simulados (vermelho) e medidos (azul) .....	105
Figura 54: Varrimento simulado da tensão de referência com uma entrada sinusoidal a 10GHz.	106
Figura 55: Diagramas de olho à saída para um varrimento progressivo da tensão de referência com um sinal real na entrada .....	107
Figura 56: Parâmetros S do circuito com $V_{gs}=-1.5V$ .....	107
Figura 57: Comparação de ganho obtido em função do nº de tomadas para uma janela de acção de 2 bits adjacentes.....	111

Figura 58: Ganho máximo alcançado no Q com um filtro transversal de 5 tomadas em função da dispersão e do atraso temporal entre tomadas para 10Gbit/s .....	112
Figura 59: Esquema das simulações para 10Gbit/s .....	113
Figura 60: Ganho obtido no factor de qualidade.....	114
Figura 61: Variação do factor de qualidade com a dispersão.....	115
Figura 62: Diagramas de olho (a) original e (b) compensado para 100km a 10Gbit/s .....	116
Figura 63: Sensibilidade do igualador não adaptativo a variações em dispersão.....	117
Figura 64: Ganho obtido no factor de qualidade.....	118
Figura 65: Variação do factor de qualidade com a dispersão.....	119
Figura 66: Diagramas de olho (a) original e (b) compensado para 6km a 40Gbit/s .....	119
Figura 67: Sensibilidade do igualador não adaptativo a variações em dispersão.....	120
Figura 68: Configuração Experimental para o filtro FLT10G .....	122
Figura 69: Diagrama de olho na saída do modulador.....	123
Figura 70: (a) Diagrama de olho experimental após 80km de transmissão sobre fibra SMF e (b) esperado por simulação .....	124
Figura 71: Configuração experimental para transmissão a 120km .....	125
Figura 72: Diagrama de olho na recepção após 120km de propagação.....	126
Figura 73: (a) Diagrama de olho original (b) 80km compensados com o filtro FLT10G.....	127
Figura 74: Figura: (a) Diagrama de olho original (b) 120km compensados com o filtro FLT10G .	128
Figura 75: Configuração adaptativa para o filtro FLT10G.....	130
Figura 76: (a) Diagrama de olho após 80km sem igualação (b)Diagrama de olho com optimização automática dos coeficientes do filtro FLT10G .....	131
Figura 77: (a) Diagrama de olho após 120km sem igualação (b)Diagrama de olho com optimização automática dos coeficientes do filtro FLT10G .....	134
Figura 78: Link óptico base simulado.....	140
Figura 79: Sobre-amostragem da sequência aleatória de forma a gerar um sinal em banda base com formatação de impulsos rectangular.....	141
Figura 80: Filtro passa-baixo de Bessel de 3ª ordem com frequência de corte $0.7 \cdot \text{bitrate}$ .....	145
Figura 81: Factor de qualidade estimado com o Matlab e com o VPI .....	146
Figura 82: Diagramas de olho obtidos a 10Gbit/s para uma distância de 100 km com: a) VPI b)Matlab.....	147
Figura 83: Diagrama de blocos FLT10G.....	149
Figura 84: Esquema de polarização do filtro.....	150
Figura 85: Ganho das células centrais do filtro FLT10G em função da tensão aplicada nas portas dos transístores .....	152
Figura 86: Microfotografia do circuito integrado FLT10G .....	153
Figura 87: Esquemático da placa para monitorização de sinal .....	157
Figura 88: (a) Layout da placa de controlo para monitorização de sinal e (b) fotografia da placa	158
Figura 89: Interface de controlo para a monitorização de sinal .....	159
Figura 90: Diagrama de blocos da placa de controlo para o filtro FLT10G .....	162
Figura 91: Esquemático do circuito de controlo do filtro FLT10G.....	163

Figura 92: (a ) Layout da placa de controlo do filtro FLT10G e (b) fotografia da placa .....	164
Figura 93: Esquema de testes à placa de controlo do filtro FLT10G.....	165
Figura 94: Interface de controlo para a co-simulação em Matlab do desempenho da placa de controlo do filtro FLT10G .....	165
Figura 95: Interface de controlo para ajuste manual dos coeficientes do filtro FLT10G .....	167

# 1 Introdução

## 1.1 Perspectiva histórica

O uso de luz para transporte de informação é um conceito usado há milénios, se bem que de forma rudimentar nas suas primeiras implementações. Já no século XVIII A.C. foi documentado o uso de fogueiras e manipulação de luz solar através de espelhos como meio de comunicação na Grécia. Este tipo de sistema pode parecer numa primeira análise extremamente primitivo, mas apresenta características notavelmente similares a sistemas de transmissão actuais tecnicamente muito mais sofisticados.

A “distância máxima de transmissão” de cada fogueira estava limitada pela intensidade da mesma e pela atenuação sofrida pela propagação da luz, em espaço livre ou provocada por barreiras geográficas, sendo necessária a colocação de várias fogueiras ao longo do caminho para retransmitir o sinal original.

Notam-se já nestes sistemas primitivos alguns dos problemas comuns a sistemas actuais, como sejam a qualidade do transmissor, a atenuação e distorção provocada pelo canal de transmissão, e a às vezes necessária regeneração de sinal durante o percurso de modo a evitar erros na recepção.

Ao longo dos tempos sistemas de transmissão mais complexos foram sendo desenvolvidos. No entanto, o uso de luz como portadora de informação só no século XX voltaria a ser encarado como seriamente promissor, se bem que, no início, não no contexto de sistemas de comunicação como habitualmente são entendidos.

Este reavivar do interesse em óptica proveio da descoberta de que a propagação de luz poderia ser guiada, ou por outras palavras, que o meio de transmissão de um sistema óptico não teria necessariamente que ser o ar.

As primeiras demonstrações do conceito de propagação guiada de luz, através de reflexão interna total, usaram a água como meio de transmissão. Estas experiências não tiveram contudo grande destaque científico, sendo o conceito encarado como uma curiosidade científica com pouca aplicação prática [1].

Este tipo de demonstrações foi no entanto aproveitado pelo sentido estético, e a Exposição Universal, a 6 de Novembro de 1889, ficou não só lembrada pela torre Eiffel (construída propositadamente para a ocasião), mas também por apresentar extraordinárias “fontes luminosas”.

Estas fontes consistiam em simples chafarizes, em que a luz era injectada directamente no fluxo de água sendo guiada por reflexão interna total ao longo das trajectórias dos jactos.

O meio de transmissão que viria no futuro a revolucionar os sistemas de comunicação não foi no entanto a água mas sim o vidro, ou, mais propriamente, fibras de vidro. Fibras de vidro eram conhecidas como objectos decorativos desde tão cedo como 1600 A.C. pelos egípcios.

Melhores processos de fabrico permitiam que, por volta de 1870, fibras mais finas que fios de seda fossem usadas para fabrico de tecidos de grande vistosidade. Mas só no começo do século XX foi formulada a ideia de transmissão de imagens através de feixes de fibras.

A primeira imagem transmitida com sucesso através de um feixe de fibras foi conseguida em 1930 por Heinrich Lamm, um estudante de medicina com 22 anos, numa tentativa de construir um instrumento capaz de conseguir imagens do interior do estômago de pacientes. Os resultados não foram muito bons, e as fibras eram simplesmente fios de vidro extremamente finos. Além de perdas consideráveis dada a baixa pureza do vidro, a falta de revestimento fazia com que luz passasse de fibra para fibra nas superfícies de contacto distorcendo a imagem.

Apesar de não muito bem sucedido, Lamm provou a possibilidade de transmitir informação através de fibras de vidro flexíveis, e é o precursor da utilização de transmissão óptica no campo em que foi inicialmente estudada, a medicina.

No princípio da década de 50 foi proposto o revestimento das fibras de vidro com materiais de índice de refração mais baixo, substituindo o ar como superfície de fronteira que permitia reflexão interna total dentro da fibra.

Com este passo foi anulado o problema de acoplamento de luz entre fibras quando postas em contacto. Chegou-se nesta altura à configuração básica de uma fibra óptica como hoje é entendida, mas, mais uma vez, a sua principal utilidade foi considerada a transmissão de imagens à distância e possíveis aplicações para medicina.

A segunda metade do século XX viu a grande explosão de investigação em comunicações ópticas, em grande parte devida ao desenvolvimento de dispositivos emissores de luz baseados no princípio laser. Os primeiros lasers semicondutores foram implementados em 1962, enquanto as primeiras fibras capazes de transmitirem apenas um modo de luz tinham sido já demonstradas em 1959.

Constantes melhorias às tecnologias de fabrico, tanto de fibras como fontes de luz, levaram a um dos mais rápidos desenvolvimentos na história da tecnologia. Em 1970 foi demonstrada transmissão sobre fibra óptica, na Exposição de Física em Londres, e os primeiros lasers semicondutores de onda contínua capazes de operarem à temperatura ambiente foram construídos.



Em 1971 Murray Ramsay demonstra transmissão de vídeo digital sobre fibra óptica no centenário do IEE (Institution of Electrical Engineers), e em 1972 um diodo laser é pela primeira vez modulado a 1Gbit/s.

O primeiro sistema não-experimental de transmissão sobre fibra óptica é instalado em 1975 pela polícia de Dorset, no Reino Unido, depois de uma tempestade destruir o seu sistema de comunicações. É o começo de uma nova era nas comunicações mundiais. Actualmente, redes de fibra óptica cobrem virtualmente todo o planeta, e constituem a infra-estrutura básica sobre a qual praticamente todos os modernos sistemas de informação são transmitidos.

## **1.2 Enquadramento e motivações**

A evolução, na quantidade e diversidade, de serviços de informação oferecidos nos últimos anos teve um forte impacto nos sistemas de transmissão encarregues de os suportar. A capacidade dos sistemas de comunicação por fibra óptica das primeiras gerações, inicialmente considerada virtualmente infinita face ao tráfego previsto, tem vindo constantemente a ser aumentada para satisfazer as necessidades dos serviços prestados.

Dos iniciais sistemas com débitos na ordem das dezenas de Mbit/s e com um tráfego maioritariamente constituído por canais telefónicos de voz, as redes comerciais actuais evoluíram para sistemas com débitos por canal até 40Gbit/s, incorporando tráfego multimédia como televisão digital e Internet.

Estes tipos de débitos de transmissão foram conseguidos através de constantes avanços a todos os níveis nas tecnologias usadas nos sistemas de comunicação, desde o próprio canal de transmissão, até aos subsistemas de transmissão e recepção.

A primeira limitação na distância de transmissão, em sistemas ópticos de relativamente baixo ritmo, era a própria atenuação sofrida na propagação ao longo da fibra óptica. O enfraquecimento do nível de sinal com a distância de propagação levava à necessidade de repetidores electrónicos no percurso. Estes repetidores recuperam completamente o sinal através de uma conversão do domínio óptico para o eléctrico, gerando uma cópia perfeita do sinal eléctrico original antes de novamente o transmitir no domínio óptico.

Estes repetidores eléctricos são equipamentos complexos, e aumentam consideravelmente o custo de um sistema de comunicação óptico. Este problema foi ultrapassado com o uso de amplificadores ópticos, especialmente EDFAs (Erbium Doped Fibre Amplifiers), que evitam a necessidade de conversões entre o domínio óptico e eléctrico para manterem o nível de sinal acima dos mínimos aceitáveis ao longo do percurso.

O uso de amplificadores ópticos, apesar de eliminar o potencial problema de atenuação da fibra óptica, veio contudo em conjunção com o aumento dos débitos de transmissão definir um novo limite para os sistemas ópticos. A amplificação, efectuada no domínio óptico, não inclui a reformatação de sinal característica dos repetidores electrónicos, o que leva a uma acumulação de outros efeitos adversos ao longo do percurso de propagação.

O principal efeito cumulativo na transmissão óptica é o efeito de dispersão cromática que, ao sofrer uma dependência quadrática do débito de transmissão, rapidamente foi identificado como o factor limitativo para sistemas com débitos de 10Gbit/s ou superiores.

Métodos para compensação do efeito dispersivo da fibra óptica foram então investigados e encontrados. O mais usado é, sem dúvida, a incorporação no percurso de propagação de fibras com um efeito dispersivo de sinal contrário ao da fibra normal de transmissão, encontrando-se soluções comerciais para distâncias fixas de transmissão.

Outro modo de compensação dos efeitos adversos do canal óptico é o processamento de sinal no domínio eléctrico. Nos últimos anos tem-se manifestado uma forte tendência de investigação nesta área, particularmente sobre o tema de compensação eléctrica de dispersão cromática e dispersão dos modos de polarização (PMD – Polarization Mode Dispersion).

A procura de métodos de compensação eléctrica é uma consequência imediata das crescentes necessidades de débito dos serviços de informação oferecidos. Outra motivação é a maximização do rendimento de recursos instalados a um custo o mais baixo possível.

Enquanto que a compensação óptica de dispersão será em princípio mais eficiente, pelo menos em sistemas mono-canal, não é uma solução barata e sofre de outros efeitos adversos. A estratégia actual consiste em simplesmente aproveitar a infra-estrutura instalada de fibra, e actualizar os equipamentos terminais para transmissão de débitos mais elevados. Neste contexto, a instalação de compensadores ópticos de dispersão não é a solução óptima procurada pelos operadores de rede para a minimização de custos.

O desenvolvimento de receptores incluindo processamento de sinal eléctrico, capazes de compensar a distorção sofrida no canal óptico, rapidamente despertou grande interesse. Entre as principais vantagens, destacam-se a facilidade de integração em sistemas já existentes e o possível baixo custo característico da produção em massa de componentes electrónicos.

### **1.3 Objectivos e estrutura da dissertação**

Esta dissertação tem como principal objectivo o estudo de circuitos de processamento eléctrico capazes de compensarem o efeito de dispersão cromática em fibras mono-modo padrão. Estas fibras são actualmente as mais utilizadas em sistemas de comunicação por fibra óptica de alto

débito, e o efeito de dispersão cromática é particularmente significativo no desempenho de sistemas a operarem a débitos de 10Gbit/s e 40Gbit/s.

Será dada especial ênfase a igualadores lineares baseados em filtros transversais, tanto por serem a base de estruturas mais complexas, como por serem um dos actuais objectivos de investigação no Instituto de Telecomunicações – Pólo de Aveiro.

Outro tema de destaque é a capacidade de adaptabilidade dos igualadores estudados. Como consequência, outros aspectos de um sistema adaptativo, como o algoritmo de controlo e sistemas de monitorização de qualidade de sinal, são considerados.

A estrutura da dissertação foi planeada para permitir uma análise progressiva ao problema de igualação eléctrica adaptativa de dispersão cromática em sistemas ópticos, terminando com os resultados de testes experimentais, e anexos que detalham alguns dos tópicos cuja introdução detalhada no corpo principal da dissertação poderia desviar o foco do assunto principal.

O capítulo 2 é uma introdução a sistemas de comunicação ópticos e aos subsistemas que os constituem. O objectivo é fornecer uma visão dos vários componentes essenciais que formam um sistema de comunicação por fibra óptica. Também é introduzido neste capítulo o mecanismo de dispersão cromática em propagação sobre fibra óptica e o seu impacto no sinal recebido.

O capítulo 3 discute o tema de compensação de dispersão cromática em sistemas de comunicação ópticos. São tratados os principais métodos de compensação, quer no domínio óptico quer no domínio eléctrico. O capítulo é concluído com uma análise às vantagens e desvantagens das duas aproximações.

O capítulo 4 trata de métodos de optimização multidimensional estudados para a implementação de controlo adaptativo de filtros transversais. Os algoritmos são descritos matematicamente e geometricamente, enquanto os resultados são analisado principalmente em termos da eficácia na igualação de um filtro óptimo quando controlado pelos diferentes algoritmos.

No capítulo 5 é introduzido o tema de monitorização de qualidade de sinal em sistemas de alto débito. O principal objectivo é estudar algumas das alternativas existentes para a obtenção de uma medida de desempenho do sistema. Uma medida que possa ser usada como sinal de realimentação para o compensador de dispersão é essencial para o desenvolvimento de igualadores adaptativos. São também propostos dois novos métodos para a obtenção da distribuição de amplitude de sinais de alta velocidade a baixo custo.

O capítulo 6 forma o corpo da dissertação sobre igualação FFE (Feed Forward Equalization). São simuladas estruturas de filtros transversais e estimadas as características óptimas para igualação de sistemas a 10 e a 40Gbit/s. É analisada a implementação de um filtro em tecnologia MMIC em GaAs com características óptimas para débitos de 10Gbit/s, e são comparados os resultados experimentais com os esperados por simulação. São considerados os casos de ajuste manual do igualador, e de um sistema completamente automático.

O anexo A é uma descrição mais detalhada do simulador de sistemas ópticos desenvolvido em ambiente Matlab e usado para estimar as características óptimas dos filtros transversais.

O anexo B é uma descrição mais detalhada de um filtro transversal com as características determinadas como óptimas, implementado em tecnologia MMIC para débitos de 10Gbit/s.

O anexo C descreve os circuitos de baixa velocidade desenvolvidos no decorrer da elaboração da dissertação. Nestes circuitos baseados em microcontroladores foram implementados os algoritmos de controlo dos filtros transversais. É dada uma descrição detalhada do hardware envolvido e uma descrição funcional do software desenvolvido para cada caso.

## **1.4 Contribuições da Dissertação**

As principais contribuições do trabalho descrito nesta dissertação, na opinião do autor, podem-se resumir a:

- Estudo das características óptimas, e desempenho previsto, de filtros transversais eléctricos para compensação do efeito de dispersão cromática em sistemas de comunicação ópticos de elevado débito.
- Estudo da viabilidade de utilização de algoritmos de optimização multidimensional para o controlo de igualadores adaptativos de dispersão cromática. Implementação prática de um sistema de controlo adaptativo para filtros transversais com cinco tomadas.
- Desenvolvimento de novas metodologias para monitorização de sinal a baixo custo em sistemas de comunicação de elevado débito de transmissão.

## 2 Transmissão sobre Fibra Óptica

### 2.1 Sistemas de comunicação ópticos

Depois dos primeiros sistemas de transmissão sobre fibra óptica serem demonstrados na década de 1970, a grande capacidade teórica estimada para estes sistemas levou a um ainda maior esforço de investigação neste campo.

Constantes inovações tecnológicas, aliadas a procura de uma cada vez maior largura de banda por parte dos prestadores de serviços, levaram a uma evolução dos simples sistemas ponto-a-ponto fechados iniciais. Hoje em dia praticamente todo o planeta é coberto por complexas redes de comunicação sobre fibra óptica.

Dos iniciais débitos, na ordem das dezenas de Mbit/s, passou-se para débitos de 10 e 40Gbit/s por canal em sistemas comerciais. Paralelamente a este aumento do débito por canal, métodos de multiplexagem de comprimentos de onda foram investigados e implementados, elevando a capacidade de transmissão de uma única fibra óptica para a ordem dos Tbit/s.

Apesar deste aumento drástico da capacidade dos sistemas de comunicação ópticos, e da vasta gama de situações em que passaram a ser utilizados, o princípio de transmissão sobre fibra óptica não foi fundamentalmente alterado. Grande parte dos avanços nestas três últimas décadas foram conseguidos otimizando as características dos vários subsistemas que formam o sistema de comunicação.

Apesar de uma maior pureza espectral das fontes de luz, melhores características das fibras e maior sensibilidade dos receptores ópticos, a arquitectura básica de um sistema de transmissão óptico continua essencialmente a mesma utilizada inicialmente. São necessários um transmissor incorporando uma fonte de luz e forma de modular com informação externa, uma fibra óptica capaz de guiar o sinal ao longo de uma certa distância, e um sistema de recepção fotossensível capaz de recuperar a informação para o domínio eléctrico.

As melhorias alcançadas na arquitectura básica permitiram o aumento do débito para os valores actuais. Este próprio aumento, aliado a elevadas distâncias de transmissão, levou à necessidade de combater as não-idealidades do sistema de transmissão, mais especificamente, as não-idealidades na propagação de luz sobre fibra óptica. Neste campo foram conseguidas verdadeiras inovações que são normalmente adicionadas à arquitectura básica, incluindo amplificadores ópticos e sistemas de compensação ópticos e eléctricos da distorção sofrida pelo sinal.

### 2.1.1 Componentes de um Sistema de Transmissão Óptico

Pretende-se nesta secção apresentar alguns dos componentes que formam os subsistemas essenciais para transmissão sobre fibra óptica, especificamente fontes de luz, fibras ópticas e receptores. O objectivo não é fornecer uma descrição física detalhada, mas sim identificar alguns dos elementos essenciais e factores limitativos intrínsecos em sistemas de comunicação ópticos.

O objectivo básico de um sistema de comunicação óptico é o transporte de informação entre um emissor e um receptor, utilizando a gama de frequências correspondente ao espectro óptico. Os requisitos imediatos são transmissores e receptores com operação nesta gama de frequências, um canal de transmissão apropriado, e, por fim, um processo de converter os sinais eléctricos originais a serem transmitidos para a frequência de transmissão e reconvertê-los para a banda base.

As fontes de luz actualmente mais utilizadas em sistemas assentam no princípio LASER (Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation), e são normalmente denominadas pelo seu princípio de funcionamento. O princípio de geração estimulada de fótons é sobejamente conhecido e explicado por mecânica quântica.

O princípio laser assenta na geração estimulada de fótons numa cavidade de ressonância. O efeito de realimentação positiva e as condições de fronteira da cavidade favorecem a emissão estimulada de certos comprimentos de onda. Estes comprimentos de onda são fundamentalmente dependentes das dimensões da cavidade e do material utilizado como meio de geração de fótons (meio de ganho).

A estrutura mais simples para um dispositivo laser é uma cavidade de Fabry-Perot [2], o exemplo clássico da geometria básica para criação de uma cavidade ressonante, capaz de gerar à saída um feixe de luz coerente através de emissão estimulada de fótons. O desenvolvimento de dispositivos laser em que o meio de ganho é constituído por materiais semicondutores foi um dos pontos-chave para a evolução dos sistemas de comunicação ópticos até ao seu estado actual.

Enquanto os requisitos para a fonte de luz utilizada em sistemas ópticos de relativamente baixo ritmo não eram muito apertados, podendo mesmo ser perfeitamente aceitável a utilização de fontes de luz não coerentes como díodos emissores de luz (LED – Light Emitting Diode), as restrições impostas ao desempenho das fontes de luz para sistemas mais avançados rapidamente levaram à necessidade de desenvolvimento de dispositivos mais eficientes.

Características como largura de linha de emissão, desvio de frequência instantâneo e velocidade máxima de modulação dos emissores rapidamente passaram a ser essenciais para a evolução de sistemas ópticos. Dispositivos laser passaram a ser a norma para geradores de luz, e as suas estruturas evoluíram com o intuito de corrigir algumas das limitações provocadas pelas estruturas mais básicas.

Simples cavidades de Fabry-Perot passaram a ser consideradas insuficientes para topologias de dispositivos laser semicondutores para comunicações ópticas. Um exemplo de sucesso da evolução de topologias de dispositivos laser são os dispositivos laser com realimentação distribuída (DFB Laser – Distributed Feed-Back Laser). Estas estruturas asseguram, através do acoplamento de duas cavidades de ressonância com características diferentes no mesmo dispositivo, que as componentes espectrais de saída, ao terem que satisfazer as condições de fronteira das duas cavidades, reduzam drasticamente a emissão de modos que não o principal.

Emissores laser baseados em vários tipos de topologias estão hoje em dia disponíveis para uso em sistemas de comunicação ópticos. Desde dispositivos de extremamente baixa largura de linha a dispositivos de alta potência, com emissão lateral ou vertical de luz, comprimento de onda de emissão fixo ou variável em largas gamas, dispositivos laser são hoje em dia escolhidos muitas vezes especificamente para um tipo de aplicação de modo a maximizar as vantagens da estrutura utilizada.

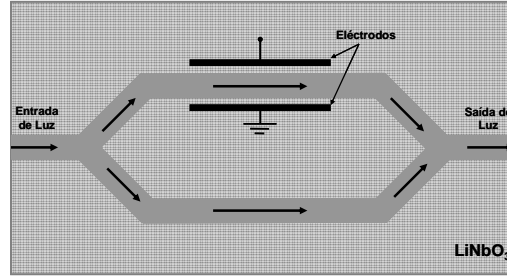
A transmissão do sinal de informação implica a modulação do feixe de luz originado no emissor. O primeiro esquema de modulação utilizado em sistemas ópticos foi a modulação directa da intensidade de luz gerada.

Verifica-se que, num dispositivo laser, a intensidade de saída de luz varia com a corrente injectada no díodo, existindo um limiar inferior abaixo do qual a corrente injectada não é suficiente para provocar a predominância da emissão estimulada sobre a emissão espontânea não coerente [3]. Existe também um limiar de saturação, em que a potência de saída se mantém num máximo constante, independentemente da subida de valor da corrente de polarização do díodo laser.

A aplicação de uma corrente eléctrica no dispositivo laser, proporcional ao sinal modulante, permite efectuar uma modulação directa da intensidade de emissão do laser, e constitui um método válido para transpor o sinal original numa portadora óptica. Este tipo de modulação sofre contudo de um conjunto de desvantagens, especificamente as características não ideais dos dispositivos laser quando operados nestas condições [5].

Uma alternativa para a modulação directa de amplitude, e praticamente uma opção universal para transmissão a altos débitos, é a modulação externa da portadora óptica. O dispositivo laser é operado com uma corrente contínua, evitando assim as suas características dinâmicas menos ideais, e um dispositivo externo dedicado é utilizado para modular a portadora monocromática com o sinal de informação.

O tipo de moduladores externos mais conhecido e utilizado em sistemas de comunicações ópticos de alto débito é o baseado numa estrutura de interferómetro de Mach-Zehnder, implementado com guias de onda em niobato de lítio. A estrutura de um destes moduladores, normalmente denominados simplesmente Mach-Zehnder, é representada na Figura 1.



**Figura 1: Modulador em niobato de lítio baseado na estrutura de um interferómetro de Mach-Zehnder**

O modulador representado na Figura 1 tem apenas eléctrodos de polarização aplicados a um dos braços. Existe contudo a possibilidade de usar um esquema com eléctrodos em cada braço, o princípio de funcionamento sendo o mesmo.

O niobato de lítio tem um índice de refração variável com um campo eléctrico aplicado. A tensão aplicada ao eléctrodo de polarização do braço vai alterar o tempo de propagação do sinal óptico que o atravessa, existindo um acoplamento no final do percurso em que os sinais dos dois braços interferem.

Se o campo eléctrico aplicado aos dois braços for igual, o tempo de propagação dos dois sinais é o mesmo, e a interferência é completamente construtiva. Existe um valor de tensão mínimo para o qual o atraso de fase entre os dois braços passa de 0 a 180° e a interferência é completamente destrutiva. Este valor mínimo de diferença de potencial entre os braços é normalmente denominado  $V_\pi$ . A função de transferência de potência óptica em ordem à diferença de potencial instantânea entre os braços do modulador é dada por:

$$P_{Out} = \frac{P_{In}}{2} \left( 1 + \cos \left( \frac{\pi V_b}{V_\pi} + \theta \right) \right) IL \quad 1$$

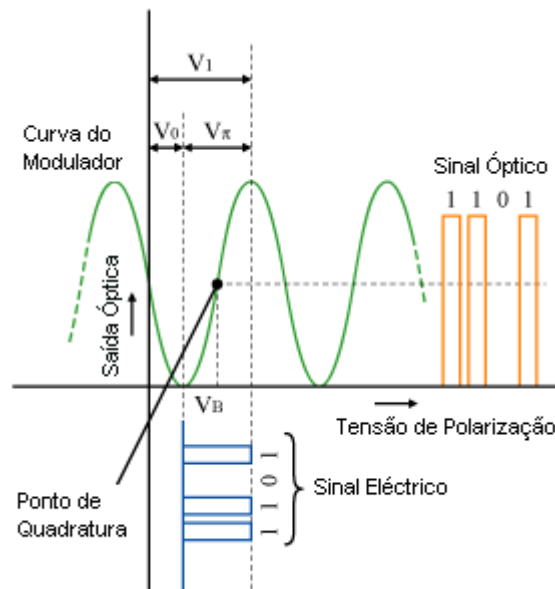
em que  $P_{Out}$  é a potência óptica à saída do modulador,  $P_{In}$  é a potência óptica de entrada,  $V_\pi$  é a já referida tensão aplicada mínima para interferência destrutiva total no modulador,  $V_b$  é a tensão instantânea aplicada no eléctrodo do modulador e  $IL$  representa as perdas por inserção no modulador. A constante  $\theta$  representa um eventual desajuste inicial entre os dois braços na ausência de tensão externa.

Observa-se que a aplicação de uma tensão de polarização constante polariza o modulador num ponto de operação predeterminado da curva representada na Figura 2. A aplicação do sinal de informação sobreposto a esta tensão de polarização vai então reflectir-se directamente na



potência óptica à saída do modulador, e constitui um método válido para efectuar modulação de intensidade da portadora óptica.

A Figura 2 [4] representa graficamente a função de transferência de um modulador hipotético e o processo de modulação de uma portadora óptica, onde um sinal eléctrico é sobreposto a uma tensão de polarização fixa.

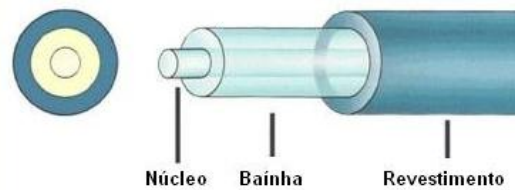


**Figura 2: Modulação de uma portadora óptica por um modulador em LiNiO3 baseado numa estrutura de interferómetro de Mach-Zenhder**

A luz, depois de modulada pela informação a ser transmitida, é lançada no canal de transmissão constituído pela fibra óptica. Embora existam vários tipos de fibras para aplicações específicas, a propagação da luz efectua-se invariavelmente segundo o mesmo princípio: reflexão interna total da luz dentro da fibra.

Uma fibra óptica é classicamente constituída por um núcleo com características favoráveis à propagação de luz, e por uma camada envolvente com características que favoreçam a reflexão interna da luz dentro do núcleo, normalmente designada por bainha.

De facto, a incorporação da bainha na estrutura das fibras ópticas foi um dos factores chave no desenvolvimento da tecnologia. Inicialmente o próprio ar era considerado a superfície de fronteira para reflexão em fibras de vidro, mas existiam perdas inevitáveis quando as fibras entravam em contacto com outras superfícies. Este problema foi resolvido com a proposta de revestimento da fibra de vidro com um material com índice de refração menor que o do vidro. A Figura 3 representa um corte transversal de uma fibra óptica típica.



**Figura 3: Corte transversal de uma fibra óptica típica**

O último componente essencial num sistema de comunicação óptico é um dispositivo capaz de recuperar o sinal transmitido do domínio óptico para o eléctrico. Esta operação é conseguida através do uso de materiais com propriedades eléctricas favoráveis, e que apresentem algum tipo de foto-sensibilidade.

A estrutura básica usada é a de um díodo inversamente polarizado em que a junção é sensível ao efeito fotoeléctrico. Existem vários tipos de foto-díodos utilizados em sistemas de comunicação ópticos. A estrutura básica da junção pode ser modificada para melhorar o rendimento, largura de banda, ou outras características do dispositivo de modo a optimizá-los para situações específicas.

A variação mais comum à estrutura da junção PN é a introdução de uma camada de material intrínseco entre as duas zonas dopadas. Estes foto-díodos são designados PIN, e são os mais comuns em sistemas de comunicação ópticos.

Outra estrutura utilizada são os APD (Avalanche Photo-Diode), desenhados para aproveitarem o efeito de avalanche na corrente inversa da junção provocada pela incidência de luz. Este tipo de díodos apresenta ganho intrínseco.

### **2.1.2 Tipos de Fibras Ópticas**

Nesta secção pretendem-se resumir algumas das características dos vários tipos de fibras ópticas disponíveis no mercado, e as situações em que são tipicamente utilizadas.

O processo de fabrico de fibras ópticas evoluiu bastante desde as primeiras fibras de vidro produzidas para comunicações ópticas. Nestas primeiras fibras, a preocupação principal era fornecer um meio o mais transparente possível para a propagação dos comprimentos de onda da considerada banda óptica, minimizando as perdas de percurso. A propagação da luz pela fibra era assegurada pelo princípio de reflexão interna total, mas mais nenhum cuidado especial com o mecanismo de propagação era tomado.

Como consequência, o núcleo destas primeiras fibras tinha uma área transversal demasiado grande, o que permitia a propagação de vários modos electromagnéticos. Esta classe de fibras é normalmente denominada de fibras multimodo (MMF – Multi-Mode Fiber).

A sustentação de propagação de vários modos em fibras multimodo leva a um espalhamento de energia associado a um ambiente de propagação multi-percurso, resultante dos diferentes percursos de propagação para cada modo.

Este espalhamento, se bem que degradando o sinal, tem um impacto no desempenho do sistema dependente tanto da distância total de propagação como do débito binário do sistema, e os relativamente baixos débitos utilizados nos primeiros sistemas ópticos tornavam este efeito não crítico. Actualmente ainda existe uma extensa infra-estrutura de fibra multimodo em utilização, particularmente em redes de distribuição, onde o débito de transmissão não é muito alto.

Com o aumentar dos ritmos de transmissão, o fenómeno de propagação multi-percurso em fibras ópticas multimodo tornou-se um factor limitativo, e várias alterações foram propostas à estrutura básica de uma fibra multimodo.

Se bem que a solução ideal fosse a redução do diâmetro do núcleo, de forma a permitir apenas a propagação do modo fundamental, os requisitos tecnológicos para a produção de fibras com núcleos suficientemente pequenos não eram fáceis de atingir.

As soluções de compromisso alcançadas passaram por manter um núcleo de relativamente grandes dimensões, mas alterar as suas características de propagação aquando do seu fabrico. Assim surgiram fibras multimodo com índices de refacção do núcleo variáveis. Vários perfis para o índice de refacção do núcleo foram propostos e implementados para minimizar o efeito de propagação multi-percurso e espalhamento de energia inerente.

Foi no entanto o refinar do processo de fabrico das fibras e a possibilidade de fabrico de núcleos extremamente pequenos que revolucionou as características de propagação em fibras ópticas, permitindo a produção, a baixo custo, de fibras para transmissão suportando apenas um modo de propagação. Estas fibras são usualmente denominadas por fibras monomodo (SMF – Single Mode Fiber).

Note-se que a própria noção de propagação multimodal está dependente do comprimento de onda de transmissão utilizado, e que uma fibra monomodo para um dado comprimento de onda de transmissão pode-se comportar como uma fibra multimodo para outro.

Uma fibra pode ser considerada monomodal para um comprimento de onda de transmissão se cumprir a condição expressa na equação 2 [5].

$$V = \left( \frac{2\pi}{\lambda} \right) a n_1 \sqrt{2\Delta} < 2.405 \quad 2$$

onde  $a$  é o raio do núcleo,  $n_1$  é o índice de refração do núcleo,  $\lambda$  é o comprimento de onda de transmissão e  $\Delta$  é a mudança fraccional de índice de refração no interface núcleo-bainha definida como:

$$\Delta = \frac{n_1 - n_2}{n_1} \quad 3$$

onde  $n_2$  é o índice de refração do material que constitui a bainha. O parâmetro  $V$  na equação 2 é usualmente chamado de frequência normalizada.

As diferenças fundamentais entre fibras multimodo e monomodo são a relação entre os diâmetros dos seus núcleos, a relação entre os índices de refração do núcleo e da bainha, e o comprimento de onda utilizado.

Em propagação monomodal de luz não existe o fenómeno de espalhamento energético associado a propagação multi-percurso, embora exista outro tipo de espalhamento com um impacto relativamente menor. Este fenómeno é denominado dispersão cromática, e é detalhado na secção 2.2.

O uso de fibra monomodo é hoje em dia o padrão para novos sistemas de comunicação, especialmente tendo em conta os altos ritmos de transmissão utilizados. A transmissão sobre fibras multimodo em sistemas de comunicação é feita essencialmente para aproveitar uma infraestrutura já instalada, ou em sistemas desenvolvidos de raiz para suportar baixos ritmos de transmissão. Nestes casos não se prevê que a probabilidade de o sistema vir a ter que suportar ritmos superiores no futuro justifique o custo acrescido da instalação de fibra monomodo.

Mesmo utilizando fibra monomodo em sistemas de alto débito, as características de propagação não são as ideais em todas as condições. As próprias características físicas da fibra variam com o comprimento de onda de transmissão utilizado, e uma fibra monomodo padrão apresenta dois comprimentos de onda de propagação distintos notáveis por razões diferentes. Num comprimento de onda situado aproximadamente em 1.3um a fibra apresenta um chamado zero de dispersão, ou seja, nesse comprimento de onda não existe o já mencionado fenómeno de dispersão energética devido a dispersão cromática. O outro comprimento de onda notável, situado aproximadamente em 1.55um, representa um mínimo de atenuação de cerca de 0.2dB/km.

A janela de frequências à volta dos 1.3um foi utilizada inicialmente, e a dispersão cromática em fibras monomodo não era um problema crítico independentemente do ritmo de transmissão

utilizado. A atenuação da fibra nesta zona é contudo relativamente superior ao mínimo em 1.55 $\mu$ m, rondando os 0.5dB/km.

Os sistemas de comunicação evoluíram entretanto para a transmissão na janela dos 1.55 $\mu$ m, onde a atenuação tem o mínimo de 0.2dB/km e onde é possível a utilização do grande avanço da década de 90, amplificadores de fibra dopados com érbio.

A conjugação destes dois factores permitiu a transmissão de sinais digitais, sem repetição eléctrica intermédia do sinal original, a distâncias muito superiores às anteriormente praticadas. Estas maiores distâncias, associadas a um mais alto ritmo de transmissão, tornaram o valor não nulo da dispersão cromática da fibra nesta janela um factor crítico.

Foram então desenvolvidas fibras com características especialmente projectadas para corrigirem este problema. Através da manipulação da geometria do núcleo e bainha da estrutura de uma fibra monomodo padrão, foi possível desenvolver fibras em que os dois mínimos notáveis, o de dispersão e de atenuação, coincidissem no mesmo comprimento de onda de 1.55 $\mu$ m. Estas fibras são denominadas de fibras de dispersão desviadas (DSF – Dispersion Shifted Fibers), já que apenas o perfil de dispersão da fibra muda enquanto o perfil de atenuação se mantém idêntico ao de uma fibra monomodo padrão.

Embora esta solução parecesse ideal, e permitisse em princípio operar sistemas de comunicação numa situação óptima de atenuação mínima e sem efeitos dispersivos, mais uma evolução em sistemas de comunicação ópticos levou a uma reavaliação do que seriam as condições de propagação ideais numa fibra óptica. Esta evolução foi o desenvolvimento de sistemas de comunicação ópticos multi-canal, em que os vários canais de transmissão são transmitidos sobre a mesma fibra em comprimentos de onda distintos mas relativamente próximos.

Nestas condições, a ausência total de dispersão cromática na janela de transmissão dos diferentes canais é prejudicial à sua propagação, ao potenciar a interacção não-linear entre os vários canais. Verifica-se que um valor baixo de dispersão cromática é necessário para minimizar a interacção entre os diferentes canais, e consequente degradação da qualidade de transmissão individual. Com esse intuito foram introduzidas alterações à estrutura de fibras DSF para apresentarem um valor baixo, mas não nulo, de dispersão cromática no comprimento de onda de atenuação mínimo de 1.55 $\mu$ m. Estas fibras são denominadas fibras de dispersão não nula (NZDF – Non-Zero Dispersion Fiber).

Estes dois tipos de fibra, DSF e NZDF, apresentam contudo alguns problemas do ponto de vista mais prático da sua utilização em sistemas de comunicação ópticos reais. O primeiro é obviamente o custo intrínseco da fibra em si, já que as manipulações necessárias para o desvio do perfil de dispersão da fibra aumentam o seu custo, e a fibra terá que ser utilizada em todo o percurso de propagação de forma a ter o seu efeito máximo. O segundo é o custo de instalação de

uma infra-estrutura dedicada neste tipo de fibra, quando existem provavelmente infra-estruturas de fibra monomodo padrão que, além de intrinsecamente mais baratas, já estão instaladas e disponíveis para utilização.

Estas situações levam a que os operadores de sistemas de comunicação tentem maximizar a rentabilização de recursos já instalados, neste caso infra-estruturas de fibra monomodo padrão. Baseado neste facto surgiu o desenvolvimento daquele que é o tipo de fibra com maior sucesso depois da fibra de transmissão monomodo tradicional, a fibra de compensação de dispersão (DCF – Dispersion Compensating Fiber).

O perfil de dispersão de fibras DCF é modificado através da dopagem do seu núcleo com materiais que alteram significativamente as suas características físicas, com impacto na propagação de sinais ópticos. Esta dopagem, aliada a uma manipulação do guia de onda formado pelo conjunto núcleo-bainha, permite atingir níveis bastante altos de dispersão na gama de comprimentos de onda utilizados para transmissão. Esta dispersão é contudo de sinal contrário à encontrada em fibras monomodo padrão.

A inserção em série de relativamente pequenos troços de fibra DCF permite compensar o efeito dispersivo de longas distâncias de transmissão sobre SMF. Do ponto de vista de um operador que decida instalar um novo sistema de alto débito, em que a dispersão cromática seja um factor crítico, este efeito compensador significa que uma estrutura já existente de SMF pode ser utilizada, não sendo necessária a implementação de raiz de uma rede completa em fibra dedicada, DSF ou NZDF.

Recentemente outros tipos de fibras ópticas têm vindo a ser desenvolvidas, mas desta vez dirigidas ao problema da atenuação. O perfil de atenuação típico de uma fibra SMF tem dois mínimos locais de atenuação a 1.3 $\mu$ m e 1.55 $\mu$ m. Os comprimentos de onda intermédios sofrem de elevada atenuação, motivada por ressonâncias provocadas por moléculas de água incorporadas na fibra durante o processo de fabrico. Esforços recentes no aperfeiçoamento do processo de fabrico permitiram o desenvolvimento consistente de fibras em que praticamente não existem moléculas de água, e como tal, em que o pico de atenuação entre as janelas de transmissão de 1.3 $\mu$ m e 1.55 $\mu$ m não existe.

Esta supressão do pico de atenuação provocado por moléculas de água proporciona uma janela de transmissão com baixa atenuação contínua entre os 1.3 e 1.55 $\mu$ m, aumentando drasticamente a capacidade de transmissão da fibra. Um exemplo de fibra com supressão do pico de atenuação da água é a fibra Allwave [6], fabricada pela Lucent Technologies, uma empresa que investiu fortemente no desenvolvimento deste tipo específico de fibras.

### 2.1.3 Detecção de Sinais Ópticos

Como já mencionado, os dispositivos utilizados para a recepção de sinais ópticos são quase exclusivamente baseados em estruturas de díodos inversamente polarizados, em que o efeito fotoelétrico na junção converte a luz incidente numa corrente eléctrica.

O processo de conversão mais comum é a chamada detecção directa, ou homódina, em que o sinal óptico modulado é feito incidir sobre a junção sem qualquer tipo de processamento adicional. A corrente de saída do foto-díodo é directamente proporcional à envolvente da potência instantânea do sinal óptico, e corresponde ao sinal em banda base.

O processo de detecção homódina, pela importância que tem no desempenho de técnicas de igualação eléctricas de distorções sofridas no domínio óptico, é tratado separadamente nesta secção.

A detecção homódina de um sinal óptico tira proveito directo do efeito fotoelétrico verificado na junção do foto-díodo. Considere-se, sem perda de generalidade, a detecção directa de um sinal óptico por parte de um foto-díodo PIN. Uma expressão simplificada para a corrente de sinal gerada no foto-díodo pela incidência do sinal óptico é dada pela equação 4.

$$I_p = RP_I \tag{4}$$

onde  $I_p$  é a corrente gerada no foto-díodo,  $P_I$  é a potência óptica incidente e  $R$  é a responsividade do dispositivo, um parâmetro que engloba as características físicas da estrutura numa única constante para um dado comprimento de onda, traduzindo a sua capacidade de conversão óptoelectrica.

A equação 4 expressa uma relação linear entre a corrente gerada e a potência óptica incidente. A potência óptica instantânea incidente no foto-díodo pode ser escrita em termos de campo eléctrico como:

$$I_p = R \left| \overline{E} \right|^2 \tag{5}$$

Substituindo a equação 5 em 4 é evidente uma relação quadrática entre a corrente gerada pelo efeito fotoelétrico no foto-díodo e o campo óptico incidente. Esta dependência quadrática

representa uma não-linearidade no sistema de comunicação entre o sinal eléctrico transmitido e sinal eléctrico recebido.

O efeito não linear da detecção directa no sistema é facilmente identificado em transmissão de sinais de banda dupla (DSB – Double Side Band), simplesmente analisando o conteúdo espectral do sinal nas várias partes que constituem o sistema. A sobreposição das bandas laterais em banda base, após detecção quadrática, provoca a destruição da informação de fase do sinal óptico.

Qualquer distorção linear sofrida durante a propagação do sinal no domínio óptico vai ter efeitos não lineares no domínio eléctrico em banda base após a detecção homódina, impossibilitando a igualação perfeita do sinal através de circuitos igualadores eléctricos lineares, os mais comuns e de mais fácil implementação para elevados ritmos de transmissão.

O problema de sobreposição de espectros em banda base pode ser ultrapassado utilizando detecção coerente no receptor. Este tipo de detecção não é contudo comum, principalmente devido às acrescidas dificuldades tecnológicas em fornecer um oscilador local a frequências ópticas sincronizado e em fase com o sinal recebido.

Outra forma de evitar a perda de fase do sinal original, mas não directamente relacionada com o processo de detecção, é a modulação da portadora óptica em banda lateral única (OSSB – Optical Single Side Band). No caso da utilização de OSSB o processo de detecção directa não provoca sobreposição de espectros em banda base, e a acção quadrática do foto-díodo, apesar de não-linear sobre o espectro óptico, representa uma operação linear do ponto de vista do sinal eléctrico original.

## **2.2 Dispersão Cromática**

Dispersão é a denominação vulgar para o efeito provocado por nem toda a energia que constitui o sinal transmitido no domínio óptico se propagar com a mesma velocidade. Esta variação na velocidade de propagação para diferentes componentes do sinal leva a um alargamento temporal do impulso transmitido no caso de sistemas digitais. Em última instância, este alargamento provoca interferência entre símbolos (Inter-Symbol Interference - ISI), degradação da qualidade do sinal, e consequente aumento da probabilidade de erro de bit (Bit Error Rate – BER).

No caso de fibras multimodo, a principal causa de dispersão é exactamente a coexistência de vários modos de propagação possíveis no seu núcleo. Dado que a energia em cada um destes modos vai percorrer caminhos diferentes ao longo da fibra, a diferença de comprimento entre



estes caminhos vai provocar um atraso temporal relativo entre os vários modos. O resultado é o alargamento temporal dos impulsos transmitidos e ISI.

Mesmo a existência de outros mecanismos de dispersão neste tipo de fibras pode ser desprezada, já que o efeito de propagação multi-percurso é várias ordens de grandeza superior. A dispersão causada por esta propagação multi-percurso em fibras multimodo é vulgarmente denominada Dispersão Modal (Mode Dispersion - MD).

O uso de fibras que permitam apenas a propagação de um único modo para o comprimento de onda operacional do sistema elimina a ISI provocada por propagação multi-percurso, mas não altera os outros mecanismos de dispersão normalmente desprezáveis em propagação sobre MMF.

Dada a predominância de sistemas de comunicação ópticos a operarem sobre SMF, este trabalho focará a compensação de dispersão apenas nestas fibras, usualmente denominada Dispersão Cromática (Chromatic Dispersion - CD). Os métodos de igualação eléctricos podem contudo ser facilmente adaptados para sistemas baseados em MMF.

A variação na velocidade de propagação entre componentes espectrais é provocada pela dependência em frequência do índice de refração da fibra, e a dispersão resultante pode ser descrita através de duas contribuições distintas. Uma componente é devida à dispersão provocada pela variação inerente ao meio de propagação que constitui o núcleo da fibra (sílica), conhecida como Dispersão Material, e outra componente é provocada por a fibra não ser um guia de ondas ideal, sendo denominada Dispersão de Guia.

Quantificar a dispersão cromática pode ser conseguido através da expansão em série de Taylor da constante de propagação de fase em 6.

$$\beta(\omega) = n(\omega)\omega / c \quad 6$$

onde  $\beta(\omega)$  é a constante de propagação de fase dependente da frequência,  $n(\omega)$  é o índice de refração do meio,  $\omega$  é a frequência angular e  $c$  é a velocidade da luz no vácuo.

A expansão em série de Taylor de  $\beta(\omega)$  é dada por 7.

$$\beta(\omega) = \beta_o + \beta_1(\omega - \omega_0) + \beta_2 \frac{1}{2}(\omega - \omega_0)^2 + \beta_3 \frac{1}{6}(\omega - \omega_0)^3 + \dots \quad 7$$

com

$$\beta_m = \left. \frac{d^m \beta}{d\omega^m} \right|_{\omega=\omega_0} \quad 8$$

Uma componente espectral a uma frequência  $\omega$  propagando-se num meio arbitrário por uma distância  $L$  vai alcançar o destino após um atraso temporal dado por

$$T = \frac{L}{v_g} \quad 9$$

onde  $v_g$  é a velocidade de grupo definida como

$$v_g = \left( \frac{d\beta}{d\omega} \right)^{-1} \quad 10$$

O espalhamento temporal de um sinal com uma largura espectral  $\Delta\omega$  pode então ser calculado como sendo

$$\Delta T = \frac{dT}{d\omega} \Delta\omega = \frac{d}{d\omega} \left( \frac{L}{v_g} \right) \Delta\omega = L \frac{d^2\beta}{d\omega^2} \Delta\omega = L\beta_2 \Delta\omega \quad 11$$

O parâmetro  $\beta_2$  em 7 determina o alargamento temporal de um impulso que se propaga ao longo da fibra por uma distância  $L$ . Usualmente a largura espectral em sistemas de comunicação ópticos é expressa em nanómetros, e o parâmetro de dispersão de primeira ordem de uma fibra é definido como

$$D = \frac{d}{d\lambda} \left( \frac{1}{v_g} \right) = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2 \quad 12$$

O parâmetro  $D$  de uma fibra pode ser visto como o alargamento temporal de um único impulso com 1nm de largura espectral que se propaga através de 1km de fibra. Um valor típico para SMF a 1550nm é  $D=17\text{ps}/(\text{nm.km})$ .

### 2.2.1 Dispersão Material

Como o próprio nome sugere, este tipo particular de dispersão é provocado pela própria natureza e propriedades físicas intrínsecas do material que constitui o núcleo da fibra, sílica fundida. A sílica tem um índice de refração variante com a frequência, que é fortemente dependente das frequências de ressonância às quais este material absorve radiação.

Para frequências afastadas destas ressonâncias, a dependência em frequência do índice de refração pode ser descrita pela equação de Sellmeyer dada por 13.

$$n^2(\omega) = 1 + \sum_{j=1}^M \frac{B_j \omega_j^2}{\omega_j^2 - \omega^2} \quad 13$$

onde  $\omega_j$  são as frequências de ressonância e  $B_j$  as constantes de oscilação. A gama de comprimentos de onda utilizada em sistemas de comunicação ópticos é bem definida e distante de qualquer uma das frequências  $\omega_j$  para um núcleo de sílica. Na gama 1.25-1.66 $\mu\text{m}$ , o parâmetro de dispersão de primeira ordem pode ser aproximado por:

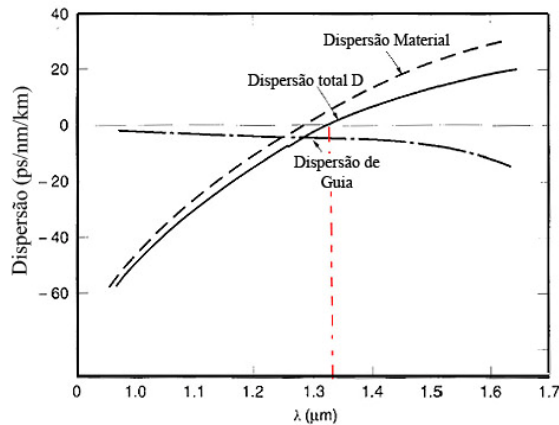
$$D_M \approx 122 \left( 1 - \frac{\lambda_{ZD}}{\lambda} \right) \quad 14$$

onde  $\lambda_{ZD}$  é o comprimento de onda de dispersão nula, calculado como sendo 1.28 $\mu\text{m}$  para sílica pura. Este comprimento de onda de dispersão nula pode ser modificado dopando o núcleo de fibra, e o parâmetro final vai ter ainda uma contribuição  $D_w$ , provocada por dispersão no guia de onda, que pode alterar significativamente o valor e variação em frequência de  $D$  total.  $D_M$  é negativo para comprimentos de onda inferiores a  $\lambda_{ZD}$  e positivo para outros.

### 2.2.2 Dispersão do Guia

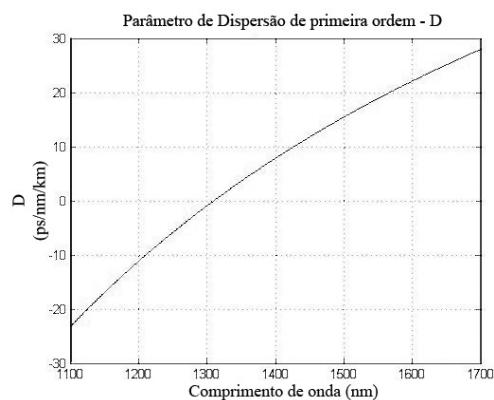
A dispersão de guia resulta de nem toda a energia do sinal se propagar no núcleo da fibra e da porção que se propaga na bainha ser dependente da frequência. A contribuição da dispersão do guia de onda  $D_w$  para o parâmetro de dispersão de primeira ordem da fibra,  $D$ , depende do parâmetro de frequência normalizado  $V$  já definido em 2.

A dispersão do guia de onda  $D_w$  numa SMF é negativo em toda a gama 0-1.6 $\mu\text{m}$  e o seu efeito é mudar  $\lambda_{ZD}$  final para comprimentos de onda ligeiramente superiores ao do caso de sílica pura, tipicamente para 1.31 $\mu\text{m}$ , e baixar o valor total de  $D$  em toda a gama de frequências utilizadas em sistemas de comunicação ópticos. A Figura 4 representa a contribuição dos dois tipos de mecanismos de dispersão, material e de guia, para o parâmetro  $D$  total.



**Figura 4: Contribuições individuais para D total**

A aproximação descrita em 14 e que apenas tem em conta a dispersão material é representada na Figura 5, onde  $\lambda_{ZD}$  foi considerado como sendo 1.31 $\mu\text{m}$  para incluir o efeito aproximado da dispersão de guia.



**Figura 5: Aproximação para o parâmetro de dispersão de 1ª ordem D para uma SMF**

### 2.2.3 Dispersão de Ordens Superiores

Os parâmetros  $\beta_i$  para  $i > 2$  em 7 também introduzem dispersão, mas são normalmente desprezados por produzirem efeitos muito mais fracos que os causados por  $\beta_2$  em praticamente todo o espectro (comprimentos de onda afastados de  $\lambda_{zD}$ ).

No entanto se um sistema de comunicação óptico for operado num comprimento de onda  $\lambda_{zD}$  ou suficientemente perto, seja por operar um sistema sobre SMF a  $1.3\mu\text{m}$  ou por usar outro tipo de fibras com perfis de D diferentes, o efeito de  $\beta_3$  deixa de ser desprezável e deverá ser incluído na análise.

Para um sistema típico operando a  $1.55\mu\text{m}$  sobre SMF não é necessário ter em conta estas ordens superiores de dispersão em situações não compensadas. Pode contudo ser necessário ter em conta a dispersão provocada por  $\beta_3$  (dispersão de segunda ordem) em sistemas com compensação de dispersão cromática e elevados ritmos de transmissão.



### 3 Compensação de Dispersão Cromática em Sistemas de Comunicação Ópticos

Com o uso de amplificadores ópticos, a atenuação provocada pela propagação na fibra não é o principal factor limitativo no alcance de sistemas de comunicação ópticos. Por outro lado, ao contrário do que acontece em repetidores eléctricos, não existe reformatação do sinal em andares de amplificação óptica. Como consequência, os efeitos da dispersão cromática acumulam-se ao longo de toda a distância de transmissão entre transmissor e receptor, independentemente do número de amplificadores ópticos. Isto faz com que os efeitos da dispersão cromática sejam o limite actual ao produto distância-taxa de transmissão em sistemas de comunicação ópticos opticamente amplificados.

Como já visto, o efeito dispersivo de propagação guiada em fibra óptica depende das características físicas da própria fibra e varia com o comprimento de onda de transmissão. O efeito da dispersão cromática poderia ser minimizado operando os sistemas de comunicação a um comprimento de onda perto de  $\lambda_{\text{ZD}}$  mas isto não é prático por várias razões já indicadas.

A propagação de um impulso ao longo de uma fibra, desprezando efeitos não lineares, pode ser descrita por [5]:

$$\frac{\partial A}{\partial z} + \frac{i}{2}\beta_2 \frac{\partial^2 A}{\partial t^2} - \frac{1}{6}\beta_3 \frac{\partial^3 A}{\partial t^3} = 0 \quad 15$$

sendo  $A$  a amplitude do envelope do impulso. Se o termo em  $\beta_3$  for desprezado, o que é aceitável para comprimentos de onda afastados de  $\lambda_{\text{ZD}}$ , a solução para a equação é dada por

$$A(z, t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \bar{A}(0, \omega) \exp\left(\frac{i}{2}\beta_2 z \omega^2 - i\omega t\right) d\omega \quad 16$$

onde  $\bar{A}(0, \omega)$  é a transformada de Fourier de  $A(0, t)$ . A distorção do sinal é expressa pelo factor de fase  $\exp(i\beta_2 z \omega^2 / 2)$ .

O principal objectivo de todas as técnicas de compensação de dispersão cromática é cancelar este factor de modo a devolver o sinal transmitido à sua forma inicial, ou, pelo menos, compensá-lo de modo a minimizar os efeitos adversos na recuperação do sinal digital através do sinal analógico recebido.

### 3.1 Compensação Óptica de Dispersão Cromática

Embora estejam disponíveis várias técnicas para compensação de dispersão cromática no domínio óptico, este capítulo foca apenas o método mais utilizado, a utilização de fibra compensadora de dispersão, DCF.

Note-se contudo que existem outras técnicas, que apesar de não estarem actualmente comercialmente tão bem implementadas, podem no futuro vir a representar um papel importante. Refira-se como exemplo a utilização de redes de Bragg como compensadores de dispersão [7]

#### 3.1.1 Compensação usando DCF

O princípio de compensação de dispersão cromática através de DCF assenta no facto de este ser um efeito linear no domínio óptico e, como tal, cumulativo ao longo do percurso. A solução para a propagação de um impulso ao longo de dois troços consecutivos de fibra com características e comprimentos diferentes, e desprezando efeitos não lineares, é dada por:

$$A(L, t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \bar{A}(0, \omega) \exp\left(\frac{i}{2} \omega^2 (\beta_{21} L_1 + \beta_{22} L_2) - i\omega t\right) d\omega \quad 17$$

Onde  $L = L_1 + L_2$  é o comprimento total de fibra, e  $\beta_{21}$  e  $\beta_{22}$  estão relacionados com o parâmetro de dispersão de primeira ordem de cada fibra através de

$$D_j = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_{2j} \quad 18$$

onde o índice  $j$  refere-se ao troço de fibra  $j$ .

A condição para anulação completa do factor de distorção de fase e consequente recepção de um impulso não distorcido é

$$D_1 L_1 + D_2 L_2 = 0 \quad 19$$



Esta equação permite identificar a dispersão cromática como um efeito cumulativo, dependente das características dos vários troços de fibra que constituem o percurso total de propagação. Podem ser calculadas especificações para um dos troços, baseadas nas características do percurso restante, para que o efeito total seja nulo e o impulso original seja recebido sem qualquer tipo de distorção provocada por dispersão cromática. Para o caso específico de dois troços de fibra com características e comprimentos diferentes, a condição de dispersão acumulada nula na recepção é dada pela equação 20.

$$L_2 = -\left(\frac{D_1}{D_2}\right)L_1 \quad 20$$

Conclui-se que a fibra compensadora deverá ter um parâmetro D de sinal contrário ao da fibra de propagação.

O processo de fabrico de fibras DCF, especificamente a dopagem do núcleo de sílica com outros materiais, faz com que estas tenham características longe do ideal para propagação de luz. Estas fibras têm normalmente um coeficiente de atenuação elevado quando comparado com os 0.2dB/km característicos de uma fibra SMF, e são muito mais susceptíveis de provocarem efeitos não lineares de propagação.

Estas duas características, aliadas a os troços de DCF serem normalmente utilizados não como parte integrante da fibra necessária para cobrir o percurso de transmissão, mas sim como módulos adicionais que representam um custo e atenuação acrescidos, fazem com que se procure utilizar o mínimo comprimento de DCF possível.

Como resultado, as fibras compensadoras são normalmente desenhadas para terem um valor bastante elevado de D no comprimento de onda desejado. Um valor comercial típico é  $D = -100\text{ps/nm/km}$ , de sinal oposto e cinco vezes superior em módulo ao parâmetro D máximo especificado pelo ITU para uma fibra monomodo padrão (SSMF – Standard Single Mode Fiber). Encontram-se no entanto disponíveis no mercado fibras DCF com um valor de D muito mais elevado.

O troço de fibra compensadora pode ser em princípio colocado em qualquer parte do percurso óptico, mas, por simplicidade, é normalmente usado quando possível imediatamente após o transmissor (pré-compensação) ou imediatamente antes do receptor (pós-compensação).

A pós-compensação é normalmente preferida por reduzir efeitos de propagação não linear, dependentes da potência do sinal, que são mais susceptíveis de se manifestarem se a DCF for colocada junto ao transmissor. Uma solução mista pode também ser usada distribuindo troços de

DCF ao longo do percurso de propagação, mas requer acesso a pontos de inserção intermédios, o que nem sempre é possível.

### **3.2 Compensação Eléctrica de Dispersão Cromática**

Outra aproximação possível para a compensação do problema da dispersão cromática em sistemas de comunicação ópticos de alto débito é o processamento do sinal recebido no domínio eléctrico.

Técnicas de igualação eléctricas são rotineiramente utilizadas em sistemas de transmissão de relativamente baixo débito, ou baixa largura de banda de transmissão, para compensação de efeitos adversos do canal de transmissão.

O princípio de igualação mais básico é o de que qualquer canal de transmissão arbitrário pode ser igualado, através da aplicação de um dispositivo que apresente uma função de transferência inversa da sua, desde que o sistema completo se comporte linearmente.

Uma condição mais relaxada é de que é idealmente possível uma igualação perfeita através de um igualador linear, desde que pelo menos o subsistema composto pelos elementos entre o canal de transmissão que introduz a distorção e o dispositivo igualador tiver uma acção linear sobre a distorção sofrida pelo sinal.

Esta condição não é cumprida no caso de igualação eléctrica de dispersão cromática na grande maioria dos sistemas de comunicação ópticos já instalados, sistemas com modulação em banda lateral dupla e detecção directa do sinal óptico.

A utilização de detecção directa de sinal óptico no receptor constitui uma operação não-linear sobre o sinal óptico recebido. A relação quadrática entre o campo óptico recebido e a corrente gerada no foto-detector faz com que seja impossível a igualação perfeita da distorção provocada por dispersão cromática através da aplicação de um igualador linear após a detecção de sinal.

Note-se que esta conclusão é válida no caso de distorção provocada por dispersão cromática, mas não necessariamente válida para todas as fontes de distorção provocada no canal óptico. Como exemplo refira-se a distorção provocada por PMD de 1ª ordem, cuja acção quadrática do foto-detector num esquema de detecção directa torna linear no domínio eléctrico. Neste caso prevê-se um excelente desempenho de igualadores eléctricos lineares [8].

Uma situação em que o uso de igualadores eléctricos lineares pode ser muito eficiente, do ponto de vista da qualidade do sinal final, mesmo com detecção directa no receptor, é quando é usado na transmissão um esquema de modulação SSB (Single Side Band).

O efeito não-linear da detecção directa de um sinal DSB, que dificulta a utilização de igualação eléctrica linear, é o efeito de sobreposição das duas bandas laterais no domínio óptico na banda base do sinal eléctrico. Esta sobreposição espectral implica a destruição de informação de fase presente no sinal óptico. No caso de um sinal óptico SSB não haverá sobreposição de espectros na detecção directa, e igualadores lineares poderão ser usados com maior eficiência [9].

Neste caso, o processo de igualação não deverá ser considerado como a tradicional anulação dos efeitos do canal, já que o objectivo do igualador não é regenerar o sinal SSB que foi distorcido por dispersão cromática. A igualação deve antes ser vista como um processo de recuperação do sinal original antes da modulação SSB no transmissor.

Embora igualadores eléctricos lineares não possam em princípio compensar completamente a dispersão cromática em sistemas de comunicações ópticos DSB com detecção directa, estes continuam no entanto a serem possivelmente úteis. Igualadores eléctricos oferecem mesmo algumas vantagens nalgumas circunstâncias sobre métodos ópticos de compensação de dispersão.

A compensação de deterioração de sinal em sistemas de comunicação ópticos no domínio eléctrico é um campo vastamente estudado. Praticamente todos os igualadores eléctricos propostos para sistemas de comunicação ópticos são derivados directamente de princípios semelhantes em transmissão eléctrica de baixa velocidade.

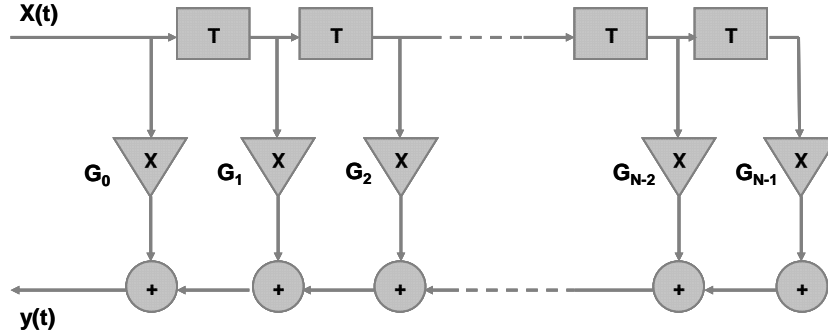
Esta aproximação ao problema tem as suas desvantagens. Devido a diferenças fundamentais entre estes dois tipos de sistemas de comunicação, a transposição directa destes esquemas de igualação para sistemas de comunicação ópticos não produz os mesmos resultados obtidos nos sistemas de baixo ritmo para os quais foram concebidos.

Alguns dos conceitos de igualação, como Estimação de Sequência por Máxima Verosimilhança (Maximum Likelihood Sequence Estimation - MLSE), continuam tecnologicamente difíceis de implementar a muito alta velocidade. As próximas secções resumem alguns dos esquemas de igualação eléctrica adaptados para sistemas de comunicação ópticos, os seus pontos fortes e fracos.

### **3.2.1 Igualação por FFE – Feed Forward Equalization**

Um dos conceitos mais conhecidos e utilizados para igualação em sistemas de comunicação é o conceito de FFE (Feed Forward Equalization). Utilizado extensivamente em sistemas de baixo ritmo, mesmo esquemas de igualação mais complexos aplicados em sistemas de comunicação mais exigentes têm muitas vezes os seus fundamentos no princípio de operação de um FFE.

Um igualador FFE é na maior parte dos casos implementado numa estrutura de filtro transversal. Esta é uma das mais conhecidas e usadas topologias de igualadores utilizadas em qualquer tipo de sistemas de comunicação, desde sistemas de comunicações rádio celulares até aos sistemas de comunicação ópticos.



**Figura 6: Filtro transversal genérico com N tomadas para igualação Feed Forward**

A resposta temporal do filtro transversal é a soma de réplicas atrasadas do sinal de entrada, com diferentes amplitudes e controladas por ganhos configuráveis. O filtro representado na figura é uma implementação básica do conceito, em que os atrasos entre as tomadas são fixos e idênticos. A expressão para a resposta temporal deste filtro é dada pela equação 21.

$$y(t) = \sum_{k=0}^{k=N-1} G_k x(t - kT) \quad 21$$

em que  $T$  é o tempo de atraso entre réplicas do sinal consideradas e  $G_i$  é o ganho individual de cada célula. Imediatamente identificável é o carácter linear da resposta do filtro transversal.

A resposta em frequência do filtro é dada pela equação 22.

$$H(j\omega) = G_0 + \sum_{k=1}^{k=N-1} G_k e^{-j\omega T k} \quad 22$$

A adaptabilidade de um filtro transversal é fortemente dependente do número de tomadas e dos atrasos temporais entre elas em relação ao débito binário do sinal a igualar. A função de transferência descrita pela equação 22 é periódica em frequência, com período  $1/T$ . Por outro

lado, a configurabilidade da resposta em frequência dentro desta banda é definida pelo número de tomadas  $N$ .

A sobreposição de espectros na banda base, como já mencionado, torna os efeitos da dispersão cromática no domínio eléctrico não lineares. Embora incapazes de compensar completamente a distorção não linear de sinal provocada por dispersão cromática, os FFEs podem no entanto ser utilizados para minimizar o seu efeito no receptor.

A resposta em frequência expressa pela equação 22 não pode compensar completamente uma resposta de canal arbitrária sem um infinito número de tomadas, e com atrasos temporais entre elas a tenderem para zero. De facto, a resposta impulsional associada com a equação 22 pode ser escrita como

$$h(t) = G_0\delta(t) + G_1\delta(t-T) + G_2\delta(t-2T) + \dots \quad 23$$

A resposta impulsional da equação 23 pode ser vista como a amostragem de uma função arbitrária  $h'(t)$ , com frequência de amostragem  $1/T$ , onde os valores amostrados correspondem aos ganhos associados às tomadas  $G_i$ .

Considerando a resposta a impulso associada com o inverso da distorção total como sendo a arbitrária  $h'(t)$ , adaptar o filtro transversal a esta resposta implicaria um número infinito de tomadas, com atrasos entre elas infinitamente pequenos, de modo a reproduzir perfeitamente  $h'(t)$ .

Refira-se que em sistemas de largura de banda mais baixa é usual aproveitar todas as capacidades da estrutura, incluindo atrasos variáveis entre tomadas. Um exemplo clássico é o receptor RAKE para sistemas de comunicações móveis de espectro espalhado [10], em que os atrasos variáveis em conjugação com ganhos variáveis permitem compensar o efeito de propagação multi-percurso. A resposta do filtro é adaptada para igualação do sistema de comunicação modificando os seus parâmetros fundamentais: o peso (ganho) associado a cada tomada, e possivelmente o atraso temporal entra tomadas. O processo neste caso consiste em adaptar os atrasos entre tomadas aos atrasos relativos entre ecos recebidos, e os ganhos de cada braço à atenuação sofrida por cada réplica.

No caso específico de comunicações de alta velocidade, a complexidade associada à implementação de filtros com características indicadas para o alto débito de transmissão implica que normalmente apenas os ganhos associados às diferentes tomadas sejam ajustáveis, mantendo-se os atrasos entre tomadas fixos.

Os ganhos associados às tomadas do filtro com atrasos fixos, e que lhe conferem o carácter adaptável, podem ser ajustados recorrendo a diferentes processos. Em sistemas de relativamente baixa velocidade, o processo envolve tipicamente um processo de optimização em tempo real, ou recorrendo a sequências de treino pré-conhecidas que possibilitem determinar a resposta do canal e assim igualá-lo. Mais uma vez refira-se o caso dos sistemas de comunicação móveis, em que um dos canais lógicos associado à gestão do sistema transmite regularmente uma sequência fixa, permitindo aos terminais móveis ajustar os coeficientes dos seus igualadores.

Os coeficientes são então ajustados recorrendo a algoritmos que, através da informação recolhida sobre o canal, os ajusta iterativamente. Um algoritmo bastante referenciado como base para o ajuste dos coeficientes de filtros transversais é o método dos mínimos quadrados (LMS – Least Mean Square) [11], baseado na minimização do erro quadrático entre as amostras recebidas no instante de decisão de cada bit e o nível esperado.

Os problemas associados a este método são evidentes no caso de sistemas de alta velocidade, já que a obtenção de amostras instantâneas do sinal implica uma largura de banda no igualador muito superior à do sinal, já de si bastante elevada.

Adaptações do método para sistemas de alta velocidade normalmente passam por transpor o princípio para o domínio analógico, evitando assim a necessidade de amostragem explícita. Estas adaptações ficam contudo a perder numa comparação de desempenho ideal com o método original.

Uma implementação de uma versão contínua do algoritmo LMS é proposta por Wedding [12] como sendo uma estrutura completamente adaptativa, podendo ser integrada com um FFE a débitos de 10Gbit/s. Uma tal implementação, em hardware, tem as vantagens de integração e velocidade, mas pode sofrer de outras desvantagens, como seja a incapacidade de recuperar de um erro de convergência para um vector de coeficientes errado. Esta implementação é representada na Figura 7.

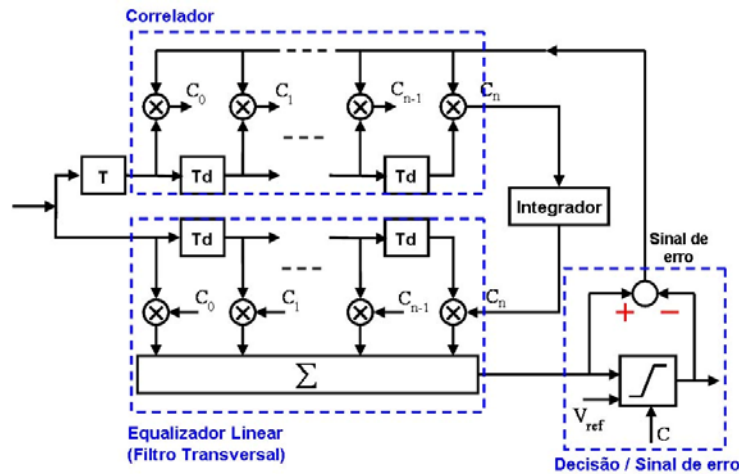


Figura 7: FFE linear com algoritmo de controle LMS

Outra possibilidade de ajuste adaptativo das tomadas é o ajuste baseado em características observadas não em tempo real, mas sim extraídas das propriedades estatísticas do sinal recebido. Este tipo de aproximação implica um tempo de convergência várias ordens de grandeza superior ao estimado para o ajuste em tempo real, mas tem a vantagem de potencialmente reduzir a complexidade inerente a um processo de análise e extração de informação do canal em tempo real.

Nestes casos as tomadas são ajustadas iterativamente recorrendo a um algoritmo de optimização multidimensional, que não actua directamente sobre as características instantâneas do sinal, mas sim sobre uma característica que reflecta a distorção sofrida a igualar. Esta característica é fornecida por um outro circuito dedicado exclusivamente à monitorização do sinal recebido.

Esta aproximação permite que o igualador em si seja relativamente simples de implementar, estando a principal complexidade do sistema localizada no sistema de monitorização. O sistema de monitorização pode contudo ser desenvolvido separadamente e segundo vários métodos, sendo o resultado transparente ao igualador.

É conveniente notar que um circuito integrado igualador, baseado no princípio de FFE, para compensação de dispersão de modos de polarização (Polarization Mode Dispersion - PMD) em sistemas de comunicação ópticos a 40Gbit/s foi anunciado já em 2004 [13], usando como processo de fabrico uma tecnologia HBT em InP/InGaAs. O desempenho de FFE em compensação de PMD é esperado melhor do que no caso de compensação de dispersão cromática, dado que a distorção provocada por PMD de primeira ordem é linear no domínio eléctrico [14][15].

### 3.2.2 Igualação por DFE – Decision Feedback Equalization

As dificuldades na compensação do efeito de dispersão cromática em sistemas de comunicação ópticos através de igualadores lineares levaram à consideração de que algum tipo de técnica de igualação não linear deveria ser utilizada para melhorar o desempenho de igualação no domínio eléctrico. Mais uma vez foi considerada o reaproveitamento de princípios já provados e experimentados com sucesso em comunicações de baixo ritmo, e estudada a viabilidade da sua adaptação para sistemas de comunicação ópticos.

Um dos métodos de igualação eléctrica não linear mais conhecidos e utilizados em sistemas de baixa velocidade, e que pela sua simplicidade conceptual foi primeiramente considerado para o uso em sistemas de alta velocidade, é conhecido como igualação por realimentação do limiar de decisão (DFE – Decision Feedback Equalization).

A característica não linear de um igualador DFE provém da sua dependência do sinal já detectado anteriormente. O princípio de funcionamento de um DFE pode ser resumido como [11]: usando conhecimento sobre os símbolos previamente detectados, o limiar de decisão do receptor é ajustado para cima ou para baixo, de modo a ficar equidistante dos níveis de sinal esperados para os próximos símbolos a serem detectados.

Por outras palavras, após a detecção, a interferência que um sinal correspondente a um símbolo lógico “1” ou “0” irá provocar nos instantes de decisão dos próximos símbolos pode ser estimada e subtraída na decisão sobre bits seguintes.

O princípio de funcionamento em si implica que a apenas a interferência que um símbolo provoca nos futuros símbolos poderá ser correctamente compensada. Este tipo de interferência é normalmente denominada pós-cursora, e esta característica é uma limitação de um DFE em relação a um FFE, que pode em princípio compensar interferência pós e pré-cursora. A Figura 8 representa um DFE genérico.

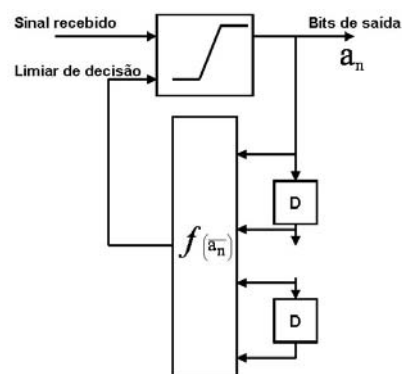


Figura 8: DFE genérico



Na Figura 8 o princípio de igualação DFE é alcançado calculando o nível de interferência a subtrair num dado símbolo, através de uma função que leva em conta um número arbitrário de símbolos detectados anteriormente.

O número  $N$  de símbolos previamente detectados e utilizados para calcular a interferência provocada sobre o seguinte é, por definição, a ordem do igualador, e indica a janela temporal de acção em que é útil. No caso específico de compensação de dispersão cromática em sistemas de comunicação ópticos, a ordem do DFE indica o limite teórico da dispersão temporal máxima que o igualador poderá levar em conta na compensação. Este limite é obtido simplesmente multiplicando o número de símbolos prévios considerados pelo inverso do débito de transmissão. Na realidade, o processo de anulação da interferência causada por um determinado conjunto de bits pode aumentar severamente a interferência sobre bits fora da janela temporal considerada.

Outro aspecto a considerar é que o espalhamento de energia provocado por dispersão cromática é mais concentrado temporalmente perto do bit que origina a interferência. Quer-se com isto dizer que, num sistema com uma janela temporal de espalhamento de energia provocada por dispersão bastante larga, muitos dos bits compreendidos pela janela não vão sofrer interferência significativa. Por tudo isto o desempenho final de um DFE é bastante difícil de estimar.

Outro problema inerente ao princípio de funcionamento de um igualador DFE é a possibilidade de propagação de erros. Este fenómeno pode ser provocado ao tomar decisões sobre a interferência a subtrair no bit a ser detectado com base em bits previamente erroneamente detectados. Neste caso, o igualador ao invés de anular a interferência provocada pelos bits previamente recebidos, pode inclusivamente adicionar mais interferência, e em último caso levar à recepção de uma rajada de erros.

Devido à relativa complexidade dos circuitos envolvidos em implementações de alta velocidade, os estudos da viabilidade de uso de DFEs em sistemas de comunicação ópticos foram na sua grande parte limitados a DFEs de primeira ordem. Ou seja, apenas o efeito de um bit detectado no seguinte é tido em conta.

Embora possa parecer uma abordagem muito limitativa, as próprias características de um sistema de comunicação óptico sob o efeito de dispersão cromática validam esta aproximação. Verifica-se que um valor de dispersão suficientemente alto para interferir significativamente em mais bits do que o imediatamente adjacente poderá degradar o sinal ao ponto de impedir a sincronização do receptor e correcta recepção do sinal, inviabilizando completamente a detecção e logo o princípio de acção do DFE.

Conclui-se que, embora o aumentar da ordem do DFE traga melhorias teóricas ao seu desempenho, em sistemas ópticos afectados por dispersão cromática a complexidade adicional e dificuldade em operar sob forte distorção pode fazer com que este aumento de ordem não seja compensador.

Extensa investigação sobre o caso particular de DFEs de primeira ordem (também chamado de NLC – Non-Linear Canceled), aplicado a sistemas de comunicação ópticos, foi conduzida desde o início da década de 90 [11][16], e várias arquitecturas possíveis para uma implementação a alta velocidade propostas [17][18]. Circuitos integrados baseados no princípio DFE para igualação em sistemas ópticos com débito de 40Gbit/s foram inclusivamente anunciados em 2004 [13].

### **3.2.3 Soluções Híbridas – FFE+DFE**

Ambos os princípios de igualação FFE e DFE têm vantagens em relação ao outro. Enquanto um DFE poderá ser mais eficiente na compensação de distorção não linear provocada no domínio eléctrico por dispersão cromática no domínio óptico, este igualador não pode compensar interferência pré-cursora, ao contrário de um FFE.

Um passo lógico é a combinação dos dois métodos no mesmo circuito igualador. Neste caso, o DFE é utilizado para cancelar a distorção não linear, enquanto o FFE é utilizado para lidar com a incapacidade do DFE em compensar interferência inter-simbólica pré-cursora.

Como esperado, o desempenho de igualadores utilizando as duas técnicas em conjunto é superior ao desempenho de qualquer uma delas individualmente [19][20]. Vários estudos foram conduzidos sobre o desempenho destes sistemas na compensação tanto de dispersão cromática como de PMD [13][15][21][22].

Enquanto que conceitos mais eficientes de igualação, dependentes de um processamento de sinal mais complexo, estão ainda sob estudo, FFEs usados em conjunto com DFEs são geralmente encarados como um bom compromisso entre desempenho e facilidade de implementação.

Um receptor implementando FFE e DFE foi anunciado por Buchali [21], mas ainda sem qualquer tipo de algoritmo de controlo adaptativo (os ganhos das tomadas são ajustados manualmente). Os elementos constituintes do DFE e do FFE foram realizados em tecnologia SiGe, e o esquema simplificado é representado na Figura 9.

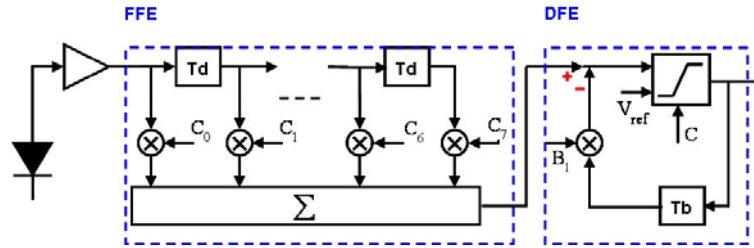


Figura 9: Igualador eléctrico implementando FFEe DFE

Na Figura 9  $C_i$  representam os coeficientes do FFE, enquanto  $B_i$  é o coeficiente do DFE de primeira ordem utilizado.

Um outro receptor, implementando FFE e DFE em conjunto com uma implementação em hardware do algoritmo LMS contínuo, é proposto por Bulow [20] para sistemas com débito de 10Gbit/s. Este equalizador, apesar de obter bons resultados por simulação numérica, ainda não foi implementado completamente num único circuito integrado e testado em condições reais. O esquema simplificado deste equalizador é representado na Figura 10.

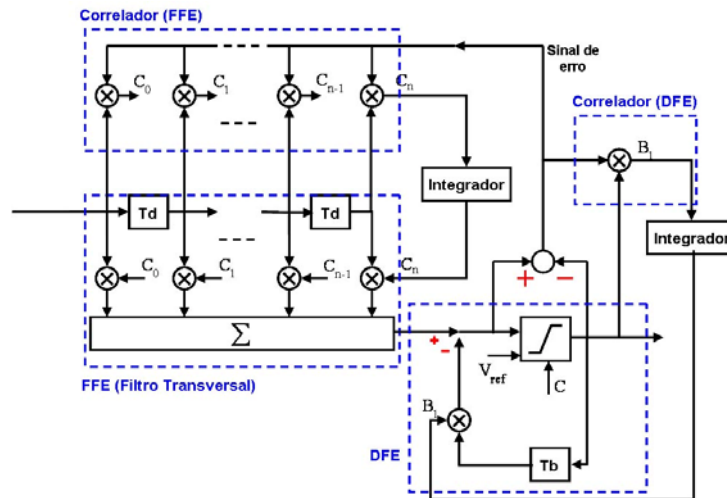


Figura 10: Estrutura de um equalizador FFE+DFE adaptado por um algoritmo LMS

### 3.2.4 Estimação de Sequencia de Máxima Verosimilhança – MLSE

MLSE é considerado como sendo o método capaz de obter o BER mais baixo de todos os possíveis detectores [14][23], e o seu desempenho é geralmente usado como o limite máximo para equalizadores eléctricos.

Esta técnica consiste em detectar uma sequência como um todo e não bits sequenciais, e é implementada através de processamento de sinal completamente digital bastante complexo. Uma das implementações mais comuns é o algoritmo de Viterbi [24].

Para débitos de transmissão elevados, a complexidade do algoritmo de Viterbi não é prática de implementar, e o tamanho da sequência detectada deve ser mantido baixo [16] de modo a manter a dimensão do espaço do sinal detectado reduzida. Além disto, aproximações às fronteiras de decisão óptimas podem ter que ser feitas de modo a facilitar a implementação em hardware.

Existem algumas técnicas para implementações simplificadas de detecção por máxima verosimilhança (Maximun Likelihood Detection - MLD), mas que continuam no entanto de difícil implementação a débitos muito elevados. Uma destas técnicas é denominada MLD orientada por blocos [11].

A técnica consiste em determinar os bits por blocos de comprimento  $N$ , baseados em  $N$  consecutivas amostras do sinal. As  $N$  amostras são então comparadas com as  $2^N$  possíveis sequências, e o detector apresenta na saída a sequência de  $N$  bits que está à mínima distância Euclidiana do vector de  $N$  amostras original. O conceito por trás destas operações é determinar a sequência permitida à saída que tem a máxima correlação com a sequência amostrada à entrada.

Como já mencionado, este método é tecnologicamente difícil de implementar a elevados débitos de transmissão. O detector necessita de determinar qual das sequências possíveis de saída tem a maior correlação com a sequência de entrada, e as operações envolvidas devem ser realizadas dentro de uma janela temporal correspondendo a  $N$  vezes o tempo de bit  $T_b$ . Uma vez que  $N$  deve ser reduzido para evitar a complexidade do circuito, o detector é obrigado a operar a muito alta velocidade.

Outro problema não trivial, comum a todos os esquemas de MLSE, é a necessidade de obter amostras exactas do sinal à entrada de modo a calcular correctamente a correlação com as sequências possíveis. Estas amostras devem obviamente corresponder aos bits a detectar, o que implica uma amostragem síncrona do sinal recebido, com um ritmo de amostragem igual ao débito de transmissão do sinal.

### **3.2.5 Conclusão**

Embora existam algumas alternativas que podem em princípio fornecer um melhor desempenho, a igualação eléctrica em sistemas de comunicação ópticos de alta velocidade está ainda a dar os primeiros passos. Será portanto considerada a arquitectura mais simples para este trabalho, um FFE baseado num filtro transversal.

Dependendo do desempenho do FFE, outros métodos como DFEs podem ser acrescentados ao sistema de igualação, sendo que a vantagem da sua inclusão terá de ser necessariamente pesada contra a complexidade adicional no desenho do sistema.

### **3.3 Vantagens de Compensação de Dispersão no Domínio Eléctrico**

A compensação de dispersão cromática em sistemas de comunicação ópticos, efectuada no domínio eléctrico, apresenta algumas vantagens, incluindo uma possível integração no receptor e consequente redução no custo total dos sistemas.

De facto, várias tecnologias de processamento de circuitos integrados estão disponíveis para realizar a electrónica de alta velocidade necessária para processamento de débitos binários tão altos como 40Gbit/s, e recentes avanços em tecnologias baseadas em SiGe e InP são bastante prometedores para sistemas futuros a 60 e 80Gbit/s.

O campo da Electrónica encontra-se num estado de desenvolvimento muito superior ao do processamento óptico de sinal, e pode fornecer soluções aceitáveis a um relativamente baixo preço. Importante também é o facto de dispositivos electrónicos fornecerem garantias de desempenho uniforme quando fabricados em massa, o que é ainda muito difícil de garantir com alguns dos métodos de compensação ópticos de dispersão como redes de Bragg.

É também mais fácil construir igualadores adaptativos no domínio eléctrico, uma importante vantagem nos sistemas ópticos actuais, e ainda maior para os sistemas da próxima geração. O processo de igualação completo é geralmente estável e integrado no receptor, através de circuitos integrados de pequena dimensão, contrastando com os por vezes volumosos e mecânica e ambientalmente sensíveis igualadores ópticos.

A mais séria desvantagem no uso de igualação eléctrica em sistemas de comunicação ópticos é provocada pela já mencionada perda de informação de fase que ocorre na detecção directa de sinais DSB. Devido a este fenómeno, métodos de igualação eléctrica linear já extensivamente estudados, e de resultados comprovados noutros tipos de sistemas de comunicação, não são capazes de compensar completamente o efeito da dispersão cromática.

Outra desvantagem é a falta de transparência do igualador eléctrico em relação ao resto do sistema. Igualadores eléctricos são desenhados para funcionarem optimamente, e por vezes exclusivamente, a um ritmo de transmissão fixo, contrastando com igualadores ópticos que são, dentro de certos limites, independentes das características do sinal e completamente transparentes para o resto da rede.

Como já mencionado, a incorporação de DCF no caminho de propagação óptica do sistema é o método de compensação de dispersão cromática mais utilizado actualmente. A equação 20 expressa a condição para o comprimento de DCF que leva a uma compensação total de dispersão cromática, mas isto nem sempre é viável de implementar em sistemas reais.

As DCF são vendidas pelos fabricantes em unidades de comprimento fixo, correspondente a um valor de dispersão cromática que podem compensar. Isto faz com que a assumption de que o comprimento exacto de DCF necessário para uma ligação óptica arbitrária possa ser sempre usado seja irrealista.

É útil quantificar de algum modo o efeito da dispersão cromática de modo a determinar o nível máximo de dispersão permitida enquanto cumprindo com alguma especificação de desempenho. Este valor máximo de dispersão vai então definir a máxima diferença suportada em relação ao comprimento teórico calculado para a DCF.

Os receptores são desenhados para funcionarem a um débito binário fixo, e um alargamento temporal dos impulsos transmitidos pode provocar problemas na recepção. Um método simples de avaliar a máxima dispersão permitida ao sinal recebido é a especificação de um valor máximo para o alargamento temporal sofrido, sendo um valor típico 20% do período de bit  $T_b$ . Outro critério usado é que a largura RMS  $\sigma$  do impulso recebido não exceda  $\frac{1}{4}$  do período de bit [5], como descrito na equação 24.

$$\sigma \leq \frac{T_b}{4} \quad 24$$

Se esta condição for particularizada ao caso em que a largura de linha de emissão do laser for desprezável em relação à largura de banda do sinal, o sistema não for operado perto de  $\lambda_{zd}$ , e for usada formatação Gaussiana dos impulsos transmitidos, a condição pode ser escrita como:

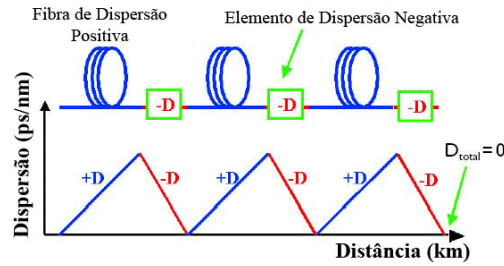
$$B\sqrt{|\beta_2|}L \leq \frac{1}{4} \Leftrightarrow DL \leq \frac{1}{16B^2} \frac{2\pi c}{\lambda^2} \quad 25$$

onde B é o débito binário de transmissão. Esta condição permite estimar o comprimento mínimo de DCF a usar em função da dispersão introduzida pela SMF, do comprimento de onda utilizado e do débito binário de transmissão. De facto, analisando a solução para a propagação de um impulso ao longo de dois troços de fibra com características diferentes (equação 17), pode-se escrever

$$DL = D_1L_1 + D_2L_2$$

26

e considerar o alargamento temporal total sofrido pelo impulso uma combinação linear dos efeitos dispersivos das duas fibras. A Figura 11 representa a compensação de dispersão cromática usando múltiplas secções de DCF ao longo da ligação óptica.



**Figura 11: Compensação de Dispersão Cromática usando DCF**

Substituindo a equação 26 na equação 25 as características mínimas para a fibra compensadora são obtidas através da equação 27.

$$|D_2L_2| \geq D_1L_1 - \frac{1}{16B^2} \frac{2\pi c}{\lambda^2}$$

27

Esta tolerância do sistema aos parâmetros da fibra compensadora pode ser aumentada através do uso de igualadores eléctricos. Mesmo utilizando o comprimento ideal de DCF, a variação natural do índice de refração da fibra com a temperatura, junto com a dependência quadrática da tolerância com o débito de transmissão, pode tornar circuitos de igualação eléctricos adaptativos indispensáveis em sistemas futuros com débitos acima de 40Gbit/s mesmo que sejam opticamente compensados.

Embora um aumento da tolerância do sistema a imperfeições na compensação óptica por DCF possa ser conseguido recorrendo ao uso de igualadores eléctricos, não é esta a maior vantagem do uso igualação eléctrica em sistemas de comunicação compensados opticamente.

Todas as deduções anteriores foram efectuadas assumindo que o valor do parâmetro de dispersão de primeira ordem, tanto da SMF como da DCF, permanece constante na frequência ao longo da largura de banda do sinal. Enquanto esta aproximação pode ser considerada precisa o

suficiente para sistemas de baixo débito, sistemas com débitos de 10Gbit/s e superiores requerem uma análise mais cuidada.

O parâmetro  $D$  de uma fibra expresso pela equação 12 é dependente da frequência, como representado na Figura 5, para uma SMF padrão. As DCFs são desenhadas para compensarem um dado valor de dispersão cromática num único comprimento de onda, e não existe qualquer garantia de que a dependência em frequência dos seus parâmetros  $D$  (normalmente denominado declive de dispersão) seja exactamente simétrico em relação à SMF.

Isto significa que apenas uma frequência é perfeitamente compensada, mesmo utilizando o comprimento de DCF calculado teoricamente. A desadaptação dos parâmetros  $D$  entre SMF e DCF (normalmente denominada desadaptação de declive) para as outras componentes espectrais que constituem o sinal óptico vai ser responsável por um valor residual de dispersão. Esta dispersão é cumulativa e vai aumentar linearmente com a distância de propagação.

Considerando como exemplo um sinal com débito de 40Gbit/s, o sinal modulado em DSB vai ter uma largura de banda de transmissão de aproximadamente 80GHz, que usando uma portadora óptica a 1550nm vai corresponder a uma largura espectral de 0.64nm, usando a equação 28.

$$\Delta\lambda = \frac{\lambda^2}{c} \Delta f \quad 28$$

onde  $\lambda$  é o comprimento de onda central (correspondendo à portadora) e  $c$  é a velocidade da luz. Se o comprimento de onda central for tomado como referência para o parâmetro de dispersão de primeira ordem, a variação relativa em  $D$  calculada no limite superior da largura de banda óptica do sinal (1550.32nm) através da aproximação da equação 14 vai ser 0.0213ps/nm/km.

Não existe garantia que o parâmetro  $D$  da DCF acompanhe esta variação, e embora a desadaptação possa ser pequena, vai provocar uma acumulação de dispersão com a distância.

Note-se que este tipo de dispersão não tem um impacto tão negativo como se o mesmo nível fosse sofrido ao longo de toda a largura de banda do sinal, especialmente perto do comprimento de onda central, onde está concentrada a maior parte de energia do sinal. Torna-se assim difícil estimar o verdadeiro impacto de desadaptação de declive na distorção do sinal.

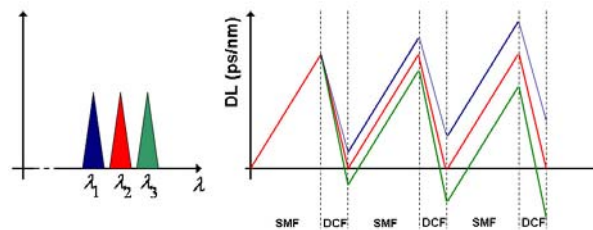
Estas preocupações podem parecer exageradas dadas as actuais distâncias de transmissão típicas usadas entre repetidores eléctricos. Contudo, o efeito quadrático do aumento do débito de transmissão no impacto da dispersão na qualidade do sinal pode tornar a desadaptação de declive entre SMF e DCF num sério problema. Este acumular de dispersão residual pode ser resolvido através de igualação eléctrica.



O problema de sistemas de comunicação ópticos parcialmente compensados é mais evidente quando suportam sistemas WDM. Nestes sistemas multi-canal uma elevada gama de comprimentos de onda, correspondendo a canais de transmissão, é utilizada, e apenas um deles pode ser perfeitamente compensado (com as limitações já descritas) através do uso de DCF.

Quanto mais afastados estiverem os outros canais daquele para o qual o comprimento de DCF foi estimado, maior vai ser a variação dos parâmetros D das fibras. Enquanto que isto continua a não ser um grande problema para sistemas WDM com débito de 2.5 ou até 10Gbit/s por canal, dispersão residual em sistemas WDM de débitos superiores pode limitar severamente o alcance destes sistemas. Nesta situação, algum tipo de compensação da desadaptação de declive será necessária se DCFs normais forem usadas como mecanismos principais para compensação de dispersão.

O problema é essencialmente o mesmo descrito anteriormente para um sinal isolado, mas a uma escala muito maior, uma vez que agora a largura de banda total ocupada pelo sistema WDM deve ser considerada, e não apenas a largura de banda de um canal individual. A Figura 12 ilustra este problema em oposição à compensação ideal representada na Figura 11.



**Figura 12: Desadaptação de declive inter-canal entre SMF e DCF em sistemas WDM**

O principal factor limitativo vai ser a separação espectral entre o canal completamente compensado e o canal que estiver mais afastado em frequência. Este parâmetro é relacionado com o sistema, e depende tanto do número de canais WDM existentes no sistema como da separação espectral entre eles (a largura de banda dos canais individuais pode geralmente ser desprezada face aos valores elevados deste parâmetros).

Como um caso extremo considere-se um sistema CWDM (Coarse WDM). O ITU define a grelha de frequências alocadas para estes sistemas como contendo 18 canais com espaçamentos entre eles de 20nm, desde 1271nm até 1611nm.

Usando a equação 14, a variação relativa em  $D$  para uma fibra SSMF entre os limites superior e inferior da largura de banda máxima do sistema será de 26.58ps/nm/km, que é três ordens de magnitude superior à variação intra-canal estimada um único sinal transmitido a 40Gbit/s.

O uso de igualadores eléctricos no receptor para cada canal dará maior flexibilidade ao sistema, aumentando a máxima distância de transmissão possível, relaxando as especificações para a desadaptação de declives entre SMF e DCF, ou mesmo aumentando o número de canais suportados para uma dada distância de transmissão.

Note-se que sistemas DWDM (Dense WDM) evidentemente sofrem do mesmo problema. Embora possa à primeira vista parecer que a banda alocada pelo ITU para estes sistemas (1530.04nm - 1624.89nm) irá relaxar as especificações máximas de desadaptação de declive, este não é necessariamente o caso.

Sistemas CWDM estão definidos pelo ITU como suportando débitos por canal até 2.5Gbit/s (ITU G.695), enquanto se espera que sistemas DWDM suportem canais individuais com capacidade que pode exceder 40Gbit/s. Débitos desta ordem fazem com que compensação de dispersão cromática e compensação de desadaptação de declive sejam factores críticos em sistemas DWDM, mesmo com espaçamento reduzido entre canais.

Outra situação em que igualação eléctrica adaptativa de dispersão cromática pode provar ser vantajosa é o lançamento previsto de redes totalmente ópticas.

Investigação em elementos de rede ópticos, como comutadores ópticos (Optical Cross-connect - OXC) e multiplexadores ópticos de inserção/extracção de canais (Optical Add-Drop Multiplexers - OADM), bem como outros avanços em tecnologias de processamento óptico de sinal, aproximam cada vez mais a implementação final da Camada de Transporte Óptica (Optical Transport Network – OTN, ITU G.872). Neste tipo de sistemas, o encaminhamento deverá ser feito no domínio óptico sem reformatação eléctrica intermédia do sinal.

As mudanças de caminho de transmissão em redes de comutação óptica levarão a canais com características variantes no tempo. Um igualador eléctrico adaptativo, no receptor, poderá então ser usado para melhorar ou manter constante ao longo do tempo a qualidade do sinal, independentemente do encaminhamento intermédio.

## 4 Métodos de Optimização Multidimensional

Uma alternativa, face à impossibilidade de compensar completamente a dispersão cromática através do uso de igualadores eléctricos, é usá-los para compensar não a dispersão cromática directamente, mas para minimizar os efeitos que provoca na recepção.

Para alcançar este objectivo são indispensáveis duas condições: uma medida que reflecta a qualidade do sinal numa dado instante, de modo a avaliar o impacto da dispersão cromática e a eficiência instantânea do igualador aplicado, e um processo de ajustar adaptativamente o igualador de modo a maximizar o seu desempenho.

Esta secção refere-se a algoritmos de optimização multidimensional, que podem ser usados para iterativamente ajustar os parâmetros que controlam a resposta de um igualador, com vista a obter o desempenho óptimo.

### 4.1 Classificação

Métodos de optimização podem primeiramente ser classificados como admitindo ou não restrições aos resultados possíveis. Por restrições entenda-se um conjunto de condições impostas, tais que a gama de valores possíveis para as variáveis de entrada da função objectivo (função a optimizar) seja limitada.

Quanto à complexidade dos métodos (complexidade do código e tempo de execução), podem ser classificados como métodos de procura directa e métodos de gradiente. A principal diferença é a necessidade na última classe de utilização de derivadas de primeira ordem, e por vezes de ordens superiores, da função objectivo.

Dada a natureza específica do problema que se põe num esquema de igualação adaptativo (trabalhar não com funções matemáticas explícitas, mas sim com dados obtidos experimentalmente, e consequente dificuldade em calcular derivadas numéricas fiáveis), e a complexidade acrescida de algoritmos aceitando restrições existentes, a escolha do algoritmo a utilizar recai sobre os métodos de procura directa sem restrições.

O algoritmo escolhido será então modificado de modo a incorporar as restrições referentes às propriedades físicas do igualador, como sejam, por exemplo, a gama de voltagens admissíveis que controlam o ganho associado a cada tomada de um filtro transversal.

## 4.2 Métodos de Tabulação

Nos métodos de tabulação a função objectivo é avaliada num número de pontos definido pelo utilizador no espaço dos argumentos (espaço das variáveis). O melhor resultado é devolvido ao algoritmo como sendo um óptimo local temporário, e o espaço dos argumentos é reduzido em torno deste ponto. Um novo conjunto de pontos para avaliação dentro deste sub-espaço é então definido. Este processo pode ser usado recursivamente até que o espaço dos argumentos seja tão reduzido que se possa assumir convergência para um único ponto.

Estes procedimentos são inerentemente ineficientes, já que em cada iteração todas as avaliações da função objectivo menos uma são descartadas, e não são usadas para inferir qualquer tipo de estimativa sobre a localização do óptimo.

Estes métodos têm no entanto algumas vantagens. São computacionalmente muito simples, e existe a possibilidade de convergirem para um óptimo global, e não para um óptimo local mais próximo do ponto de partida, como acontece com muitos outros métodos [25].

## 4.3 Métodos Lineares

Os métodos de optimização lineares assentam na optimização recursiva da função objectivo feita ao longo de direcções de busca no seu espaço de argumentos. Os algoritmos lineares mais apropriados para o problema de igualação adaptativa, dada a inexistência de uma forma fechada para a função objectivo, são os algoritmos que usam direcções de busca baseadas na informação obtida localmente através da avaliação da função objectivo.

Os dois algoritmos mais simples nesta categoria, cumprindo com estes requisitos, são os métodos de Pesquisa Univariável [26] e o algoritmo de Hook e Jeeves [27]. Outro método linear, um pouco mais complexo e que oferece teoricamente uma maior velocidade de convergência, é o Método das Direcções Conjugadas proposto por Powell [28].

O algoritmo de Powell não é considerado neste estudo porque a maior velocidade de convergência é obtida tomando partida da forma aproximadamente quadrática de muitos dos problemas reais de optimização. Outro factor é o seu desempenho depender fortemente da exactidão dos mínimos temporários obtidos nas direcções de busca em cada iteração.

Uma vez que nenhuma destas condições pode à partida ser satisfeita no problema de igualação adaptativa (a forma da função objectivo é considerada completamente desconhecida, e o carácter

experimental das medições e natureza estocástica das estimativas de desempenho de um sistema de comunicações anula a possibilidade de obter mínimos exactos), considerou-se que a complexidade computacional acrescida do método de Powell não seria compensadora em termos de resultados.

#### 4.3.1 Pesquisa Univariável

O método de Pesquisa Univariável consiste em iterativamente otimizar a função objectivo em relação a uma das variáveis de entrada de cada vez, cada iteração consistindo em N optimizações numa única dimensão, N sendo o número total de variáveis de entrada independentes. As direcções de busca neste algoritmo correspondem aos próprios eixos das variáveis do problema.

O algoritmo de Pesquisa Univariável na sua forma pura pode ser descrito através de quatro passos:

1. O utilizador fornece valores iniciais para as N variáveis  $x_1, x_2, \dots, x_N$ , definindo assim um ponto inicial  $\mathcal{X}^0$ , junto com critérios de paragem para o algoritmo.
2. Ajustar  $x_1$  de modo a que o valor da função objectivo,  $\Phi(x)$ , seja minimizado em relação a  $x_1$ .
3. Repetir o passo 2 para todas as N variáveis.
4. Ir para o passo 1 e continuar até um dos critérios de paragem ser satisfeito.

Os critérios de paragem podem incluir um número máximo de iterações, um valor mínimo definido como aceitável para a função objectivo, ou a detecção de que a variação nos óptimos intermédios entre iterações é tão baixa que se pode considerar insignificante e assumir o ponto actual como óptimo definitivo.

O problema de encontrar um óptimo absoluto em relação a cada variável em cada iteração é em si um problema de optimização que pode exigir um número elevado de avaliações da função objectivo. A formulação do método como obtendo óptimos absolutos nas direcções de pesquisa em cada iteração justifica-se com o facto de, no caso de funções objectivo quadráticas, o sentido da optimização de cada variável na sua direcção de pesquisa ser constante. Neste caso, cada variável é monotonamente crescente ou decrescente ao longo de todo o percurso de optimização, desde o ponto de partida até ao óptimo final. Isto leva a que o ajuste exacto de cada variável em cada iteração para o seu mínimo temporário minimize o número de iterações total do algoritmo.

No caso do ajuste de coeficientes de um igualador adaptativo, não existe qualquer garantia de que a direcção de optimização de uma variável individual seja constante ao longo de todo o algoritmo, ou mesmo entre iterações consecutivas. Sendo assim, é potencialmente desnecessário, ou mesmo prejudicial, calcular óptimos temporários absolutos para cada variável em cada iteração, já que o deslocamento de uma variável ao longo da direcção de optimização pode ter que ser completamente revertido nas iterações seguintes.

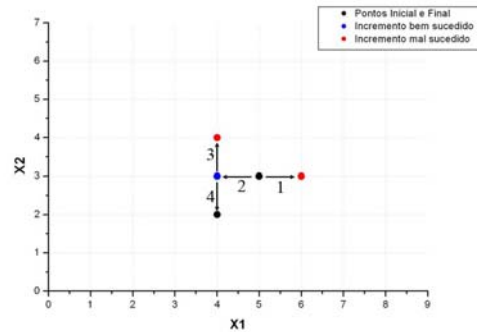
Com base nestas considerações, foram feitas alterações ao algoritmo original de modo a minimizar o risco de aumentar desnecessariamente o número de avaliações da função objectivo. Em contrapartida, o algoritmo modificado poderá exigir consideravelmente mais iterações que o original se aplicado a funções objectivo com características quadráticas. O algoritmo modificado pode ser descrito através dos seguintes passos:

1. O utilizador fornece valores iniciais para as  $N$  variáveis  $x_1, x_2, \dots, x_N$ , definindo assim um ponto inicial,  $\mathcal{X}^0$ , junto com critérios de paragem para o algoritmo, um valor  $\Delta$  correspondendo ao passo inicial de optimização e um factor de redução  $\alpha$ .
2. Acrescentar ou diminuir  $\Delta$  a  $x_1$  de modo a que o valor da função objectivo,  $\Phi(x)$ , seja menor que o original. No caso de as duas alternativas provocarem valores de  $\Phi(x)$  maiores ou iguais ao original, deixar  $x_1$  inalterada.
3. Repetir o passo 2 para todas as  $N$  variáveis.
4. Se após repetir o passo 2 para todas as variáveis, o valor de  $\Phi(x)$  não for menor que o original para a iteração, reduzir  $\Delta$  por um factor de  $\alpha$ , testar  $\Delta$  contra um valor mínimo aceitável e se maior que a condição de paragem ir para passo 2.
5. Ir para o passo 2 e continuar até um dos critérios de paragem ser satisfeito.

O critério de paragem mais significativo será o valor mínimo de  $\Delta$ . Esta condição, expressa no passo 4 do algoritmo, traduz a convergência do algoritmo para um óptimo, sendo  $\Delta$  a resolução mínima de cada variável.

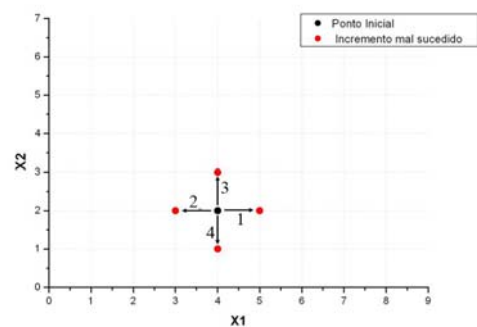
Outra condição de paragem é um limiar de melhoria mínima entre iterações completas do algoritmo, que identifica zonas de convergência lenta. O objectivo é evitar o aumento indiscriminado de iterações sem uma garantia de melhorias substanciais à função objectivo. Podem também ser usadas restrições ao número máximo de iterações, ou um valor aceitável para a função objectivo, como critérios de paragem.

As figuras seguintes descrevem alguns passos possíveis do algoritmo modificado num problema hipotético a 2 dimensões. O ponto inicial é  $x = (5, 3)$  e usa-se  $\Delta = 1$  e  $\alpha = 2$ .



**Figura 13: Otimização sucessiva de duas variáveis em Pesquisa Univariável**

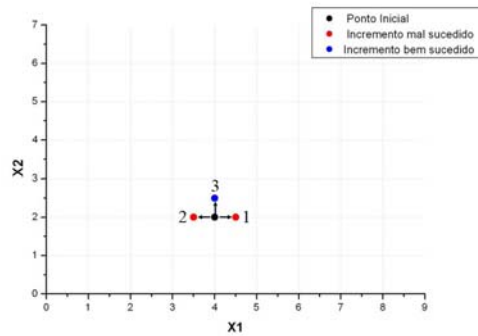
Neste caso o algoritmo começa por acrescentar  $\Delta$  à variável  $x_1$  resultando no ponto de teste  $x = (6, 3)$  que tem um pior valor de função objectivo e é rejeitado. É então subtraído  $\Delta$  a  $x_1$  resultando no ponto  $x = (4, 3)$  que é aceite como óptimo temporário para  $x_1$  nesta iteração. O algoritmo passa então a executar as mesmas operações em  $x_2$ , resultando num óptimo temporário no final da iteração no ponto  $x = (4, 2)$ .



**Figura 14: Passo de otimização demasiado grande em Pesquisa Univariável**

O passo seguinte, representado na Figura 14, é voltar a efectuar outra iteração total do algoritmo tendo como base o ponto  $x = (4, 2)$ . Verifica-se contudo que não existe nenhum ponto calculado com o valor actual de  $\Delta$  que resulte num melhor valor de função objectivo, levando a que o ponto óptimo no final da iteração seja o mesmo que no começo.

Como descrito no algoritmo, o valor de  $\Delta$  é reduzido para metade ( $\alpha = 2$ ), e volta-se a testar a vizinhança para melhores valores da função objectivo. Esta situação é representada na Figura 15, em que, apesar de não existir uma alternativa melhor para  $x_1$ , o algoritmo consegue avançar na optimização através de um novo valor para  $x_2$ .



**Figura 15: Optimização das duas variáveis após reduzir  $\Delta$**

O ponto óptimo após a iteração descrita na Figura 15 é  $x = (4, 2.5)$  e o algoritmo recomeçará a partir deste ponto, mas com  $\Delta = 0.5$  (assume-se que a condição de paragem devido a baixo valor de  $\Delta$  não é atingida).

A grande vantagem deste método é a sua simplicidade computacional, ao reduzir o problema inicial de  $N$  dimensões a um subconjunto de  $N$  problemas muito mais simples em cada iteração. A sua principal desvantagem é que, dependendo da função objectivo, a velocidade de convergência pode ser muito baixa e um número elevado de avaliações da função pode ser necessário.

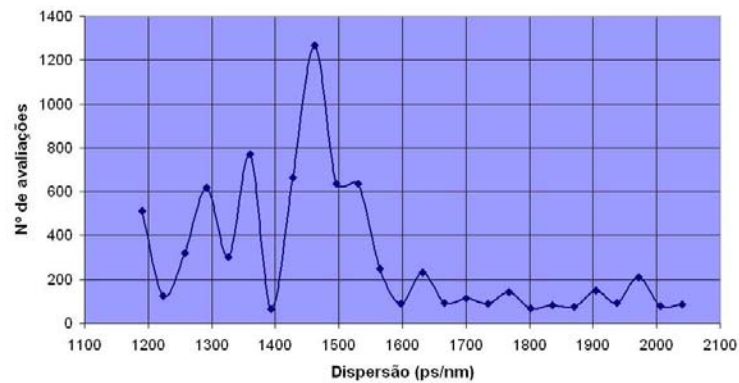
Para testar a velocidade de convergência da Pesquisa Univariável aplicada a igualação adaptativa, o algoritmo foi implementado em Matlab e testado como controlador de um filtro transversal de 5 tomadas. Foi usado para as simulações um débito de 10Gbit/s e um laser com 5MHz de largura de linha, sendo testado o algoritmo para distâncias de transmissão desde 70 a 120km sobre fibra SSMF com  $D=17\text{ps/nm/km}$ . A função objectivo, cujos valores são realimentados para o algoritmo de optimização, é o factor de qualidade  $Q$  do sinal recebido.

Analisando o processo de igualação através do uso de filtros transversais é notado que um dos coeficientes pode utilizar um valor arbitrário, ficando responsável pelo ganho do filtro, enquanto os outros  $N-1$  são responsáveis pela formatação do sinal em si. De modo a manter igual a capacidade do filtro de corrigir ISI tanto pré-cursora com pós-cursora, foi considerado o coeficiente central como sendo responsável pelo ganho e fixado o seu valor como "1", reduzindo-se assim o



problema para 4 dimensões. Foi utilizado “0” como valor inicial para os restantes coeficientes que constituem o ponto inicial do algoritmo.

A Figura 16 representa o número de avaliações da função objectivo requeridas até o algoritmo alcançar a convergência, em função da dispersão presente na ligação. Propositadamente não foi imposto nenhum limite máximo de iterações.



**Figura 16: Número de avaliações necessárias para convergência em função da dispersão para a Pesquisa Univariável**

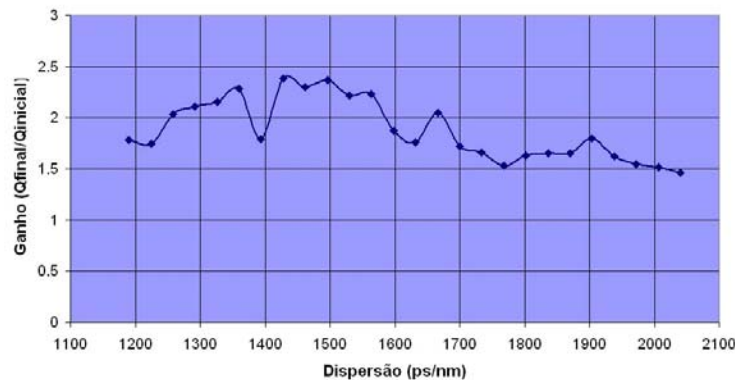
Note-se que o número de avaliações necessárias para a convergência do algoritmo varia fortemente, desde aproximadamente 70 até mais de 1200, de forma não monótona com a dispersão. Este comportamento é indicativo de grandes variações na função objectivo, provocadas por essa mesma dispersão.

O factor de qualidade em si é monotonamente decrescente com o aumento da dispersão, tanto o Q original como o optimizado. Conclui-se que não são variações na magnitude dos óptimos que provocam este tipo de comportamento, mas sim uma dependência com a dispersão do caminho seguido desde o ponto original até ao óptimo.

Outro efeito que se pode verificar na Figura 16 é o decréscimo da média do número de avaliações necessário para convergência na presença de valores elevados de dispersão. A causa mais provável para este efeito será um melhor ajustamento do passo inicial  $\Delta$  do algoritmo (foi usado o mesmo valor para todas as condições de dispersão) para estas condições. Outro possível motivo para este comportamento é uma diminuição da gama dinâmica do factor de qualidade. O aumento da dispersão no sistema faz decrescer o valor máximo possível do factor de qualidade para valores muito baixos. Esta compressão da gama dinâmica de valores da função objectivo favorece

o aparecimento de óptimos locais, o que pode fazer decrescer o número de iterações necessário para convergência.

Outra informação de interesse sobre o desempenho do algoritmo é o ganho conseguido no factor de qualidade, descrito pela Figura 17, ao longo da gama de dispersão considerada.



**Figura 17: Ganho no factor de qualidade através do uso de Pesquisa Univariável como algoritmo de controlo na igualação adaptativa**

O valor do ganho em si não é uma medida absoluta do desempenho do algoritmo como controlador do igualador, dado não existir um limite comparativo calculado deterministicamente para a capacidade de compensação máxima.

O ganho alcançado pode contudo ser utilizado como um termo de comparação para outros algoritmos de optimização, transmitindo informação sobre a robustez dos algoritmos a óptimos locais, e, especialmente, estimando a sensibilidade do desempenho alcançado a variações nos parâmetros dos algoritmo.

A título de exemplo, analisando a Figura 17, são evidentes algumas quebras locais de ganho, a mais pronunciada para 1400ps/nm de dispersão. Este comportamento pode ser motivado por duas situações diferentes: ou o algoritmo convergiu para um óptimo local ou então, a situação mais provável, entrou numa zona em que a variação do valor da função objectivo entre iterações é tão baixa que desce abaixo do limite estabelecido para o algoritmo, e o ponto é assumido como um óptimo.

Esta situação pode ser corrigida aumentando a variação mínima na função objectivo aceitável pelo algoritmo. O efeito, além de eliminar quebras pronunciadas, será provavelmente subir o ganho ao longo de toda a gama devido a um ajuste mais fino dos coeficientes. Este ajuste terá contudo um

efeito nocivo na velocidade de convergência do algoritmo, aumentando desnecessariamente o número de avaliações sem um aumento significativo na optimização do sistema na maior parte das situações.

Conclui-se que a análise do ganho alcançado com vários algoritmos, junto com as iterações necessárias para o alcançar, é um bom indicador do método de optimização mais indicado para o problema.

#### **4.3.2 Algoritmo de Hooke & Jeeves**

Outro método linear, e uma variação do anterior, é o proposto por Hook e Jeeves [27]. Este método tenta optimizar a convergência para um óptimo final através de movimentos exploratórios em torno dos óptimos temporários em cada iteração.

Utilizando pontos actuais e anteriores, em que a função objectivo foi avaliada para estimar a direcção em que o óptimo se encontra no espaço das variáveis, este método pode aumentar substancialmente a velocidade de convergência da Pesquisa Univariável a custo de um aumento ligeiro na complexidade.

Como já referido, um dos factores de escolha para os métodos lineares a testar, é a capacidade de determinar as direcções de busca de optimização usando informação derivada localmente através de avaliações da função objectivo.

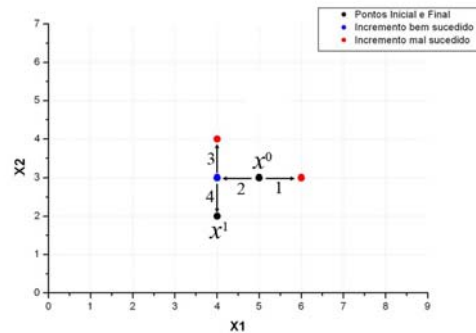
Enquanto que no caso da Pesquisa Univariável as direcções de busca são fixas aos eixos das próprias variáveis, e o algoritmo não procura explorar a informação obtida através de avaliações anteriores, o algoritmo de Hooke e Jeeves define um movimento padrão de procura numa direcção de busca definida pelo vector que une os dois últimos óptimos temporários.

O algoritmo assemelha-se neste aspecto a um método de gradiente, mas sem a sensibilidade característica destes métodos à exactidão das derivadas numéricas.

O algoritmo é constituído pelos passos descritos abaixo, onde são também ilustradas algumas operações sobre uma hipotética função objectivo com 2 dimensões.

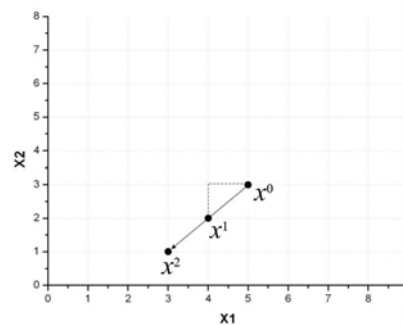
1. O utilizador fornece valores iniciais para as  $N$  variáveis  $x_1, x_2, \dots, x_N$ , definindo assim um ponto inicial,  $\mathcal{X}^0$ , junto com critérios de paragem para o algoritmo, um valor  $\Delta$  correspondendo ao passo inicial de optimização, e um factor de redução  $\alpha$ .

2. Movimento Exploratório: Efectuar a partir de  $X^0$  os passos constituintes de uma iteração completa de Pesquisa Univariável (algoritmo modificado), incluindo os testes de paragem em relação a  $\Delta$ , até encontrar um ponto  $X^1$  com melhor valor de função objectivo.



**Figura 18: Movimento Exploratório no algoritmo de Hooke e Jeeves**

3. Movimento Padrão: Depois de um movimento exploratório bem sucedido, encontrar um novo ponto movendo-se na direcção definida pelo vector que une  $X^0$  a  $X^1$  uma distância equivalente à distância entre estes dois pontos. O novo ponto encontrado pode ser calculado por álgebra vectorial como  $X^2 = 2X^1 - X^0$ .



**Figura 19: Determinar um novo ponto na direcção definida pelos dois últimos pontos (movimento padrão)**

4. Repetir as operações descritas no passo 2 (novo movimento exploratório) resultando num novo ponto  $X^3$ . É este ponto e não  $X^2$  que é testado como novo ponto base e:

- Se  $\Phi_3 = \Phi(\mathcal{X}^3) < \Phi_1$  o movimento padrão foi bem sucedido: Substituir  $\mathcal{X}^1$  por  $\mathcal{X}^3$ ,  $\mathcal{X}^0$  por  $\mathcal{X}^1$  e executa novo movimento padrão (passo 3)
- Se  $\Phi_3 > \Phi_1$  o movimento padrão falhou: Substituir  $\mathcal{X}^0$  por  $\mathcal{X}^1$  e ir para o passo 2.

Os critérios de paragem são os mesmos que no caso da Pesquisa Univariável.

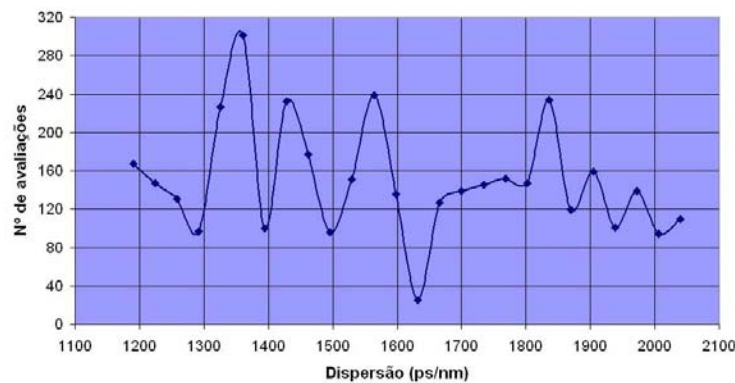
O objectivo do movimento padrão é acelerar a convergência do algoritmo para uma zona onde possivelmente estará o óptimo. Assume-se que a direcção de progressão indicada pelos dois últimos melhores pontos é uma melhor direcção de busca do que os eixos originais das variáveis utilizados na Pesquisa Univariável simples.

O movimento exploratório adicional, no final do movimento padrão, permite ao algoritmo adaptar-se melhor à forma do espaço dos resultados da função objectivo. A análise exploratória da vizinhança do ponto óptimo temporário permite ao algoritmo negociar melhor zonas de progressão lenta, e, quando bem sucedida, fornece novas direcções de busca para um novo movimento padrão.

Esta recursividade de movimentos padrão, com direcções de busca actualizadas, permite ao algoritmo mover-se rapidamente em zonas favoráveis (progressão sensivelmente na mesma direcção) do espaço de argumentos, zonas estas que não são devidamente aproveitadas pela Pesquisa Univariável simples.

Tal como na secção anterior para o caso da Pesquisa Univariável, foi simulado um sistema de comunicação óptico em que um filtro transversal com 5 tomadas, controlado pelo algoritmo de Hooke e Jeeves, é utilizado como igualador adaptativo.

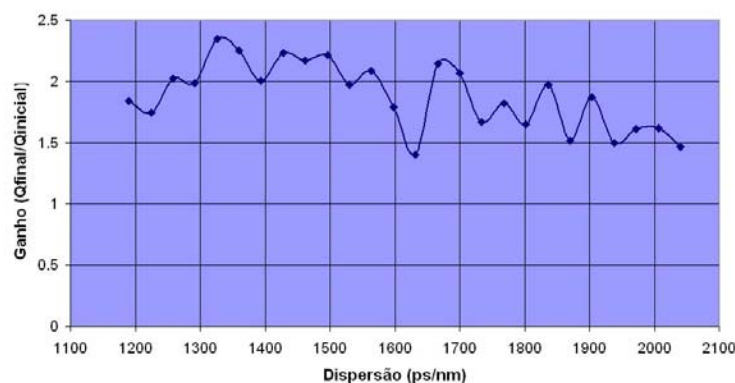
As condições das simulações foram as mesmas, especificamente um débito de 10Gbit/s e um laser com 5MHz de largura de linha, sendo testado o algoritmo para distâncias de transmissão desde 70 a 120km sobre fibra SSMF com  $D=17\text{ps/nm/km}$ . A função objectivo do algoritmo é mais uma vez o factor de qualidade  $Q$  do sinal recebido, sendo o ponto inicial constituído por todas as quatro variáveis com o valor "0".



**Figura 20: Número de avaliações necessárias para convergência em função da dispersão para o algoritmo de Hooke e Jeeves**

A Figura 20 representa o número de avaliações do factor Q necessárias para a convergência do algoritmo. Mais uma vez se observam variações, não monótonas com a dispersão, no número de avaliações necessárias.

A gama de variação e o número médio de avaliações necessárias são contudo bastante inferiores ao caso da Pesquisa Univariável. Este resultado é indicativo, como seria de esperar, não só de uma maior velocidade de convergência, como de uma maior adaptação do algoritmo às variações provocadas pela dispersão na forma da função objectivo. Este comportamento é provocado pelas já mencionadas vantagens da conjugação de movimentos padrão com novos movimentos exploratórios.



**Figura 21: Ganho no factor de qualidade através do uso do algoritmo Hooke e Jeeves no controlo da igualação adaptativa**

A Figura 21 representa o ganho no factor de qualidade, obtido com os coeficientes calculados pelo algoritmo e aplicados ao filtro transversal. Mais uma vez se observam algumas quebras locais pronunciadas no ganho, indicadoras de que o algoritmo não convergiu em princípio para o melhor ponto possível.

## 4.4 Métodos Sequenciais

O princípio de operação dos chamados métodos sequenciais é o de que uma figura geométrica, da mesma dimensão que o espaço dos argumentos, pode ser manipulada seguindo processos sequenciais até convergir para um óptimo da função objectivo. Decisões sobre o tipo de operações a efectuar sobre a figura geométrica são tomadas com base nos valores da função objectivo, avaliados nos pontos correspondentes aos vértices da figura.

Um dos mais conhecidos métodos sequenciais de optimização multidimensional disponíveis actualmente é o algoritmo Simplex, proposto por Nelder e Mead [29].

### 4.4.1 O Algoritmo Simplex

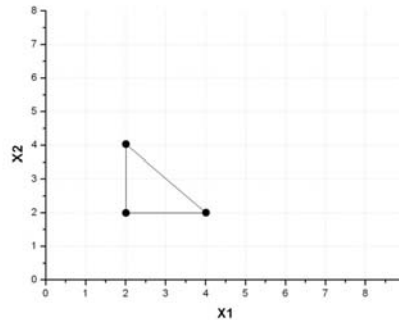
O algoritmo Simplex minimiza uma função objectivo com  $N$  variáveis de entrada. A figura geométrica utilizada (denominada simplex) tem pelo menos  $N+1$  vértices, e em cada iteração o vértice que apresenta o pior valor de função objectivo é substituído por um outro com um melhor valor de função objectivo. No caso de um vértice mais apropriado não ser encontrado através das operações previstas, toda a figura geométrica é contraída em torno do vértice que apresenta o melhor valor. O óptimo assume-se encontrado quando todos os vértices da figura estão suficientemente perto uns dos outros para que se possa assumir convergência para um ponto.

O algoritmo Simplex é simples de implementar, e apresenta a grande vantagem de poder ser aplicado em funções descontínuas, ao contrário dos métodos de gradiente. A utilização de  $N+1$  pontos em cada iteração é uma forma de tabulação, trazendo vantagens como o já mencionado aumento da possibilidade de convergência para um óptimo global.

O algoritmo proposto por Nelder e Mead é aplicável a funções com  $N$  dimensões (com  $N>1$ ) e sem restrições. O algoritmo é expansível a qualquer número arbitrariamente alto de variáveis, e a incorporação de restrições, valores mínimos e máximos para cada uma das variáveis independentes, pode ser conseguida modificando este algoritmo base.

Os passos sequenciais do algoritmo Simplex são reproduzidos de seguida, junto com ilustrações para um hipotético problema com duas dimensões.

- 1) Utilizador fornece um conjunto de  $N+1$  pontos iniciais, formando assim uma figura geométrica inicial com  $N+1$  Vértices.



**Figura 22: Simplex original**

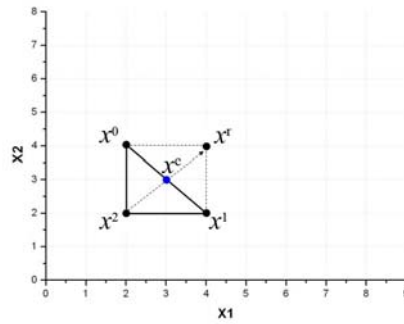
- 2) Ordenar os pontos  $X^i$  por ordem crescente de valores associados da função objectivo, tal que a  $X^0$  corresponda o valor mais baixo e a  $X^N$  corresponda o valor mais alto. Testar os pontos quanto aos critérios de paragem do algoritmo. Se nenhum critério de paragem for satisfeito, calcular o centroide dado por:

$$X^c = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} X^i$$

Aplicar Reflexão (passo 3)

- 3) Determinar  $X^r$  dado por:  $X^r = 2X^c - X^N$





**Figura 23: Reflexão do ponto com pior valor de função objectivo**

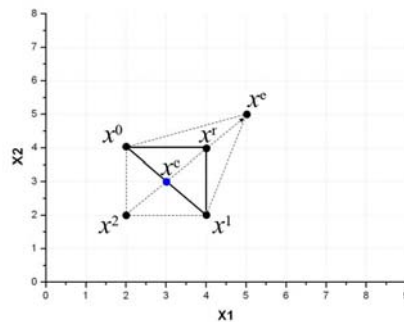
Calcular o valor associado da função objectivo,  $Q_R$

- se  $Q_R < Q_0$  expansão (passo 4)
- se  $Q_{N-1} > Q_R > Q_0$  substituir  $X^N$  por  $X^r$ , reinicializar Simplex (passo 2)
- se  $Q_{N-1} < Q_R$  contracção (passo 5).

4) Expansão: Determinar  $X^e$  e calcular  $Q_E$ :

$$X^e = 2X^r - X^c$$

- Se  $Q_E < Q_R$  substituir  $X^N$  por  $X^e$ , reinicializar Simplex (passo 2)
- Se  $Q_E \geq Q_R$  substituir  $X^N$  por  $X^r$ , reinicializar Simplex (passo 2)



**Figura 24: Expansão do ponto reflectido no Simplex**

5) Contracção. Determinar  $X^{con}$  tal que:

- Se  $Q_N > Q_R \geq Q_{N-1}$ :

$$X^{con} = \frac{1}{2}(X^r + X^c)$$

- Se  $Q_N \leq Q_R$ :

$$X^{con} = \frac{1}{2}(X^N + X^c)$$

Calcular  $Q_{Con}$ , o valor da função objectivo em  $X^{con}$ .

- Se  $Q_{Con} \leq Q_{N-1}$  substituir  $X^N$  por  $X^{con}$
- Se  $Q_{Con} > Q_{N-1}$ , desde  $i = 1$  até  $i = N$ :

$$X^i = \frac{1}{2}(X^0 + X^i)$$

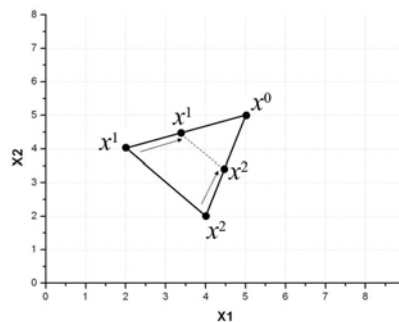


Figura 25: Um dos três tipos de contracção no algoritmo (contracção total)

reinicializar Simplex (passo 2)

- 6) Convergência. O teste mais significativo de convergência envolve testar o desvio padrão dos valores da função objectivo em todos os vértices contra um limiar definido pelo utilizador. Se o desvio padrão estiver abaixo desse limiar, assume-se a convergência do algoritmo para o ponto  $X_0$ . O algoritmo pára quando:

$$\sum_{i=0}^N \left\{ \left( \frac{Q_i - \bar{Q}}{N+1} \right)^2 \right\}^{\frac{1}{2}} \leq \delta$$

Um número máximo de iterações é também definido como critério de paragem.

Embora o algoritmo original proposto por Nelder e Mead não tenha sido concebido como um método de optimização com restrições, este pode ser modificado de modo a aceitar limites inferiores e superiores para as variáveis independentes, introduzindo o conceito de penalidade. Por penalidade entenda-se a atribuição de um valor arbitrariamente alto de função objectivo em cada ponto do espaço de argumentos que não satisfaça estas restrições.

Analisando o algoritmo Simplex conclui-se que, dada a natureza das operações, se o simplex original for constituído por vértices admissíveis\*, em cada iteração apenas um dos vértices pode sair da região admissível.

De facto, a única operação que envolve mover mais que um dos vértices é a contracção completa do simplex à volta do óptimo temporário, e se a figura original estiver completamente contida na região admissível, e esta for contínua, a contracção total nunca irá violar as restrições.

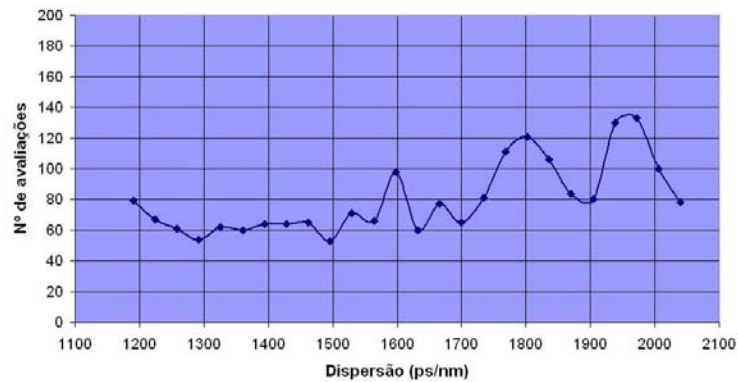
Para assegurar que nenhum dos vértices sai da região admissível é suficiente testar os pontos reflectidos e expandidos contra violações das restrições e, no caso de uma violação, atribuir-lhe um valor de função objectivo mais alto do que a qualquer um dos outros vértices que formam o simplex. Desta forma assegura-se que se um ponto reflectido não for admissível é imediatamente contraído para a região admissível, e que se um ponto expandido violar as restrições, o algoritmo automaticamente escolhe o ponto reflectido admissível que deu origem à expansão.

As mesmas simulações efectuadas com os métodos lineares foram realizadas para o algoritmo Simplex. Os parâmetros para as simulações foram os mesmos já descritos em secções anteriores, excepto a inicialização, uma vez que este algoritmo precisa não de um ponto inicial mas sim de  $N+1$ . Sendo assim, foi utilizado o ponto inicial padrão dos outros algoritmos, com todos os 4

---

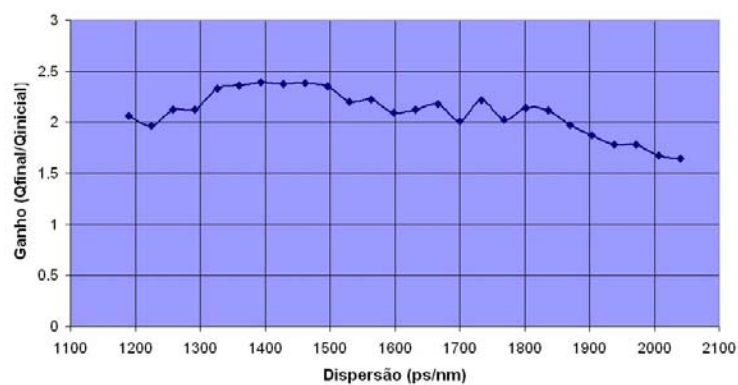
\* entenda-se pontos que cumpram as restrições aos valores máximos e mínimos permitidos para as variáveis

coeficientes a zero, enquanto os outros 4 pontos foram obtidos fazendo uma das variáveis igual a 0.1 alternadamente, de modo a obter os 5 pontos necessários.



**Figura 26: Número de avaliações necessárias para convergência em função da dispersão para o algoritmo Simplex**

A Figura 26 representa o número de avaliações necessárias para a convergência do algoritmo. As oscilações no número de avaliações necessárias aumentam ligeiramente com a dispersão presente, assim como o número médio de avaliações. A Figura 27 representa o ganho alcançado no factor de qualidade.



**Figura 27: Ganho no factor de qualidade através do uso do algoritmo Simplex no controlo da igualação adaptativa**

## 4.5 Comparação de Desempenho

O algoritmo de optimização responsável pelo controlo do igualador eléctrico será implementado num microcontrolador de reduzidas capacidades. Uma das características desejáveis no algoritmo será a possibilidade de ser implementado recorrendo a um reduzido número de instruções, e ter requerimentos de memória o mais baixos possível.

A extracção de uma medida de qualidade do sinal recebido pode vir a ser um processo lento, o que torna o número de avaliações da função objectivo um factor decisivo no desempenho global do sistema.

Na escolha do método de optimização a usar, os métodos de tabulação, requerendo um elevado número avaliações da função objectivo em cada iteração, foram prontamente descartados deixando a decisão entre o algoritmo Simplex e os métodos lineares.

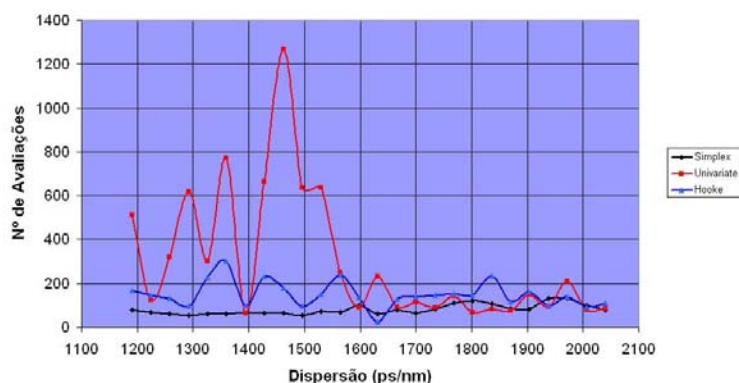
Nesta secção comparam-se entre si os resultados individuais dos vários métodos de optimização já apresentados em secções anteriores, com vista a determinar o método mais apropriado a utilizar no controlo do igualador adaptativo.

Os resultados são obtidos utilizando os diferentes métodos de optimização como controladores de um filtro transversal igualador com 5 tomadas e espaçamento de 50 ps entre tomadas. As condições de simulação são as já anteriormente utilizadas, especificamente: um débito de transmissão de 10Gbit/s, distâncias de transmissão entre 70 e 120Km, e transmissão sobre fibra SSMF com um parâmetro de dispersão de primeira ordem  $D=17\text{ps/nm/km}$ . A fonte laser é simulada com largura espectral de 5MHz e a portadora óptica gerada é modulada externamente com uma sequência pseudo-aleatória de comprimento  $2^9-1$ . Os valores realimentados para os algoritmos de optimização são os factores de qualidade do sinal estimados na recepção.

São tidas em conta características desejáveis como velocidade de convergência, complexidade computacional, requisitos de memória, e possibilidade de adaptação do algoritmo ao caso particular de compensação de dispersão cromática através de um FFE.

### 4.5.1 Velocidade de Convergência

A Figura 28 representa o número de avaliações necessárias em função da dispersão requeridas por cada algoritmo para atingir a convergência para um ponto óptimo (ou atingir algum dos critérios de paragem estabelecidos, exceptuando um número máximo de iterações que foi deliberadamente ignorado).



**Figura 28: Comparação da velocidade de convergência entre algoritmos em função da dispersão**

Uma análise da Figura 28 permite identificar imediatamente, como seria de esperar, o algoritmo de Pesquisa Univariável como o que tem uma velocidade de convergência mais baixa durante a maior parte da gama de dispersões consideradas.

Como já mencionado, poderiam provavelmente ser conseguidos melhores resultados para a Pesquisa Univariável nestas zonas modificando o passo do algoritmo considerado. Esta opção pioraria contudo a resposta para valores altos de dispersão, concluindo-se que é impossível manter uma boa velocidade de convergência em toda a gama de acção recorrendo a um mesmo valor para o passo do algoritmo.

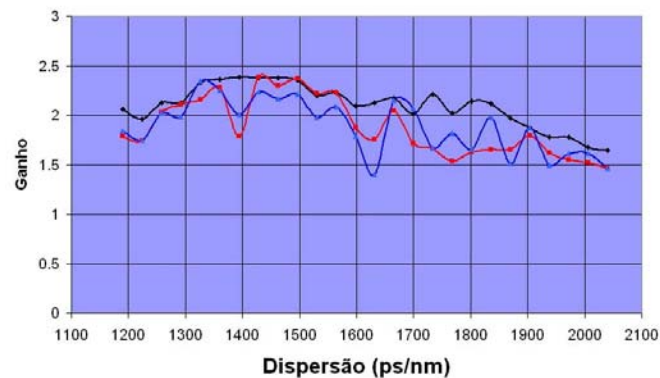
O algoritmo Simplex é o que tem na globalidade uma maior velocidade de convergência, mantendo uma variação muito menos pronunciada no número de avaliações necessárias ao longo da gama de dispersão quando comparado com os outros métodos estudados.

A baixa variação no número de avaliações necessárias ao algoritmo Simplex é um indicativo de robustez em relação a mudanças na forma do espaço de resultados da função objectivo, muito menor no caso dos outros dois algoritmos.

Conclui-se que o algoritmo Simplex é não só o que tem uma maior velocidade de convergência, como é também o mais indicado para funções objectivo desconhecidas ou com fortes variações, como é o caso do factor de qualidade do sinal recebido em função dos valores dos coeficientes do filtro igualador.

#### 4.5.2 Ganho Alcançado

A Figura 29 representa a comparação directa do ganho dos 3 algoritmos testados, em função da dispersão. Como já referido, o ganho em si não pode ser considerado uma medida da eficiência do algoritmo como controlador do igualador, mas pode no entanto ser usado como termo de comparação da eficiência relativa entre algoritmos.



**Figura 29: Comparação de ganhos dos algoritmos em função da dispersão**

A análise da Figura 29 permite observar que a diferença entre o ganho médio dos algoritmos não é muito significativa, sendo no entanto óbvio que o algoritmo Simplex apresenta a melhor prestação entre os três em praticamente toda a gama de valores de dispersão considerados.

Outra vantagem do Simplex sobre os outros algoritmos é a variação mais suave do ganho com a dispersão, indicativa de uma maior robustez na convergência. No ganho do Simplex, e ao contrário do caso dos outros algoritmos, não se verificam quebras locais pronunciadas que indicam a convergência do algoritmo para falsos óptimos ou possíveis óptimos locais.

Note-se contudo que a análise do ganho obtido com os algoritmos como medida de mérito da optimização terá que ser feita necessariamente em conjunto com uma análise à velocidade de convergência atingida. Este cuidado é motivado por, em princípio, as curvas individuais de cada algoritmo representadas na Figura 29 poderem ser melhoradas aumentando a resolução do algoritmo, com um custo de um número mais elevado de iterações para atingirem convergência.

Tendo em conta os resultados da secção anterior, quanto ao número de avaliações necessárias para cada algoritmo para atingirem estas curvas de ganho, conclui-se que não haverá vantagem em aumentar a resolução, e consequentemente o número de avaliações necessárias, dos

algoritmos de Pesquisa Univariável e de Hooke e Jeeves, uma vez que o algoritmo Simplex além de conseguir a melhor curva de ganho é também o que converge mais rapidamente.

A análise de desempenho, baseada na velocidade de convergência e ganho obtido na função objectivo, indica então o algoritmo Simplex como o método mais indicado dos três considerados para controlar os coeficientes do filtro adaptativo.

### **4.5.3 Complexidade Computacional**

Todos os algoritmos considerados são computacionalmente bastante simples, podendo facilmente ser implementados num microcontrolador de gama média. Não existem diferenças significativas entre os três neste aspecto que levem a restrições na escolha do algoritmo a implementar.

Já os requisitos de memória RAM necessária são bastante díspares, especialmente entre o algoritmo Simplex e os métodos lineares (a diferença entre a Pesquisa univariável e o algoritmo de Hooke e Jeeves não é significativa).

O algoritmo Simplex apresenta neste aspecto requisitos elevados, quando comparado com os outros métodos, motivados pela própria natureza do algoritmo ao utilizar em cada instante no mínimo  $N+1$  pontos para formar a figura geométrica.

O algoritmo Simplex foi no entanto implementado com sucesso num microcontrolador de gama média, com apenas 396 Bytes de RAM, pelo que apesar de os requisitos de memória serem comparativamente elevados, não são um factor limitativo para a sua escolha como algoritmo de controlo do filtro igualador. Esta implementação é descrita com mais detalhe no Anexo C.

### **4.5.4 Adaptabilidade ao Problema de Igualação Eléctrica em Sistemas Ópticos**

Por adaptabilidade entenda-se a facilidade com que os algoritmos podem ser modificados para melhor responderem ao tipo de problema de optimização em que vão ser utilizados. Logo à partida foram descartados alguns algoritmos com base neste factor, como sejam os algoritmos de gradiente por exigirem derivadas numéricas fiáveis difíceis de obter.

Esta secção analisa o impacto que o conhecimento prévio do tipo de problema, compensação de dispersão cromática num sistema de comunicação óptico, pode ter na eficiência dos algoritmos considerados.

O único algoritmo estudado que pode ser modificado de forma a aceitar restrições às variáveis de entrada é o Simplex. Este factor não é contudo essencial, tendo em conta a acção de formatação

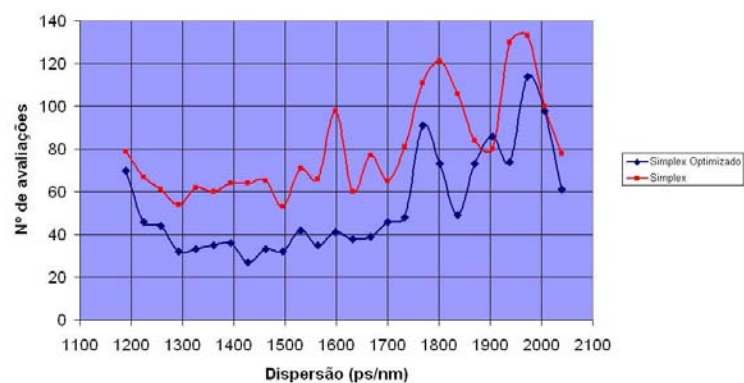


de sinal efectuada pelo filtro. A fixação do coeficiente central no seu valor máximo automaticamente baixa os valores óptimos dos outros coeficientes para valores muito baixos e longe das condições de fronteira, tornando a incorporação de restrições não estritamente necessária.

Uma forma óbvia de aumentar a velocidade de convergência de todos os algoritmos é utilizar à partida, como pontos iniciais, soluções o mais próximo possível do óptimo. Isto pode ser conseguido, no caso dos métodos lineares, através de uma pré-inicialização do algoritmo recorrendo a um conjunto de óptimos conhecidos para condições específicas, e usando o que resultar em valores mais vantajosos da função objectivo como ponto inicial. Um método simples de implementar esta inicialização é guardar em memória, e ordenados segundo a dispersão para que foram calculados, uma série de óptimos e efectuar uma pesquisa binária sobre a lista.

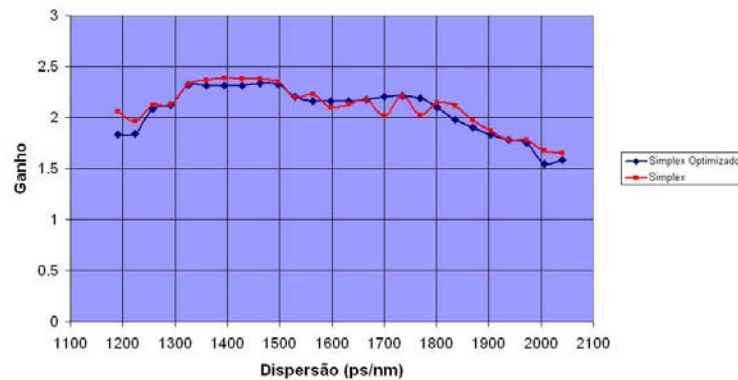
O algoritmo que pela sua própria natureza se presta a melhorias de velocidade de convergência através do uso de pontos iniciais otimizados é o Simplex. A própria formulação do algoritmo, ao exigir  $N+1$  pontos iniciais, permite a utilização simultânea de  $N+1$  pontos otimizados. Estes pontos iniciais podem ser especificados de forma a cobrirem toda a gama de dispersão em que o filtro é útil, aumentando assim a velocidade de convergência global do algoritmo em qualquer caso sem recorrer a rotinas de inicialização externas, como as necessárias nos métodos lineares.

Como termo de comparação, a Figura 30 representa a comparação entre velocidades de convergência entre o algoritmo Simplex com a inicialização já definida em secções anteriores, e no caso de serem utilizados valores otimizados como vértices da figura geométrica inicial.



**Figura 30: Comparação da velocidade de convergência do Simplex utilizando pontos iniciais otimizados**

Os pontos iniciais utilizados no Simplex otimizado foram, além do padrão com todos os coeficientes menos o central iguais a “0”, os óptimos previamente obtidos pelo Simplex normal para 76, 86, 96 e 106km, cobrindo assim toda a gama útil de acção do filtro igualador para débitos de 10Gbit/s. A melhoria na velocidade de convergência é evidente.



**Figura 31: Comparação do ganho obtido com o Simplex utilizando pontos iniciais otimizados**

A Figura 31 é uma comparação do ganho obtido com as duas versões do algoritmo, e permite verificar que não existem diferenças muito significativas. É visível apenas uma variação mais suave do ganho com a dispersão no Simplex otimizado. Conclui-se que a utilização de uma figura geométrica inicial otimizada aumenta a velocidade de convergência do algoritmo, sem no entanto causar um impacto visível no ganho alcançado. Esta observação reforça a ideia de robustez do algoritmo, já que tende para os mesmos resultados independentemente dos pontos iniciais considerados.

## 4.6 Conclusão

Todas as medidas, tendo em conta a eficiência dos algoritmos no controlo de um igualador adaptativo, indicam o Simplex como o método mais apropriado.

O único factor contra o uso do Simplex em relação aos métodos lineares de Pesquisa Univariável e de Hooke e Jeeves é um requisito mais elevado de memória RAM para a sua implementação. O algoritmo foi contudo implementado com sucesso num microcontrolador de gama média, pelo que esta desvantagem não é um factor limitativo na sua escolha.

A própria estrutura do algoritmo Simplex torna simples a adaptação do algoritmo ao problema de compensação de dispersão, ao permitir incluir como pontos iniciais  $N+1$  ótimos, pré-calculados para diferentes condições de dispersão. Esta inicialização otimizada do algoritmo pode aumentar ainda mais a sua velocidade de convergência.

Tendo em conta o apresentado nestas secções, o algoritmo Simplex foi escolhido como o mais indicado para efectuar o controlo dos coeficientes de um filtro transversal como igualador adaptativo para sistemas de comunicação ópticos.



## 5 Monitorização de Qualidade de Sinal em Sistemas de Comunicação Ópticos

A monitorização do desempenho de qualquer tipo de sistema de comunicação é um aspecto essencial para a sua manutenção. Parâmetros críticos para qualquer operador, como seja a manutenção de uma Qualidade de Serviço mínima, exigem uma monitorização cuidada do desempenho da camada física.

Esta monitorização deverá fornecer não só uma medida do desempenho do sistema, como também, se possível, identificar as fontes responsáveis por uma eventual degradação da qualidade de sinal recebido, de modo a facilitar a reconfiguração do sistema a um custo mínimo.

De um ponto de vista mais específico, a monitorização da qualidade de sinal é necessária se for pretendido aplicar a um sistema óptico um esquema de igualação adaptativa cega (sem conhecimento prévio das características do sinal), de modo a fornecer a mais completa e precisa informação acerca da distorção sofrida pelo sinal.

Assumindo que não é usado nenhum conhecimento prévio sobre as características do sinal ou sobre o canal de transmissão, a alternativa à compensação exacta do canal é a minimização dos efeitos da distorção provocada no sinal recebido. Podem ser usadas várias medidas de desempenho do sistema de transmissão como alvo para optimização, tendo em comum ser necessário extraí-las com base na forma de onda recebida. Dados os altos débitos utilizados em sistemas de comunicação ópticos, a análise das formas de onda recebidas não é uma tarefa trivial, e é actualmente um campo de forte investigação.

Várias técnicas de monitorização de qualidade do sinal óptico na recepção foram propostas e apresentam resultados passíveis de serem utilizados como sinais de realimentação para algoritmos de igualação adaptativos. Estas técnicas variam tanto em aproximação como em complexidade. As próximas secções resumem alguns dos métodos disponíveis e os seus princípios de funcionamento.

### 5.1 Factor de Qualidade

A figura de mérito por excelência de um sistema de comunicação digital é BER, a taxa de erros na recepção. A BER do sistema é definida como o número de bits incorrectamente recuperados na

recepção sobre o número total de bits recebidos, o que é também, por definição, uma aproximação à probabilidade de incorrectamente interpretar um bit.

Dado o carácter de aproximação da BER, uma medida fiável requer relevância estatística dos erros contados, o que implica um longo período de análise do sinal recebido. Outro problema, não menos importante, é que a própria identificação dos erros no receptor implica um conhecimento prévio da sequência transmitida, tornando a medição directa da BER pouco prática em sistemas em funcionamento real no terreno, e principalmente usada na fase de planeamento e especificação do sistema.

Uma outra figura de mérito bastante utilizada, é utilizar uma estimativa da BER do sistema através do Factor de Qualidade (Q) do sinal recebido, evitando assim as desvantagens inerentes a uma medição directa dos erros recebidos.

O factor Q de um sinal é calculado através das propriedades estatísticas do sinal analógico recebido, no ponto de amostragem óptimo para uma recuperação o mais fiável possível do sinal digital original, sendo definido através da equação 29.

$$Q = \frac{m_1 - m_0}{\sigma_1 + \sigma_0} \quad 29$$

onde  $m_i$  e  $\sigma_i$  representam a media e o desvio padrão, respectivamente, das amostras retiradas do sinal e interpretadas como símbolos lógicos “i”. A Figura 32 representa um diagrama de olho típico, junto com uma representação simbólica do histograma de amplitude das amostras retiradas nos pontos óptimos.

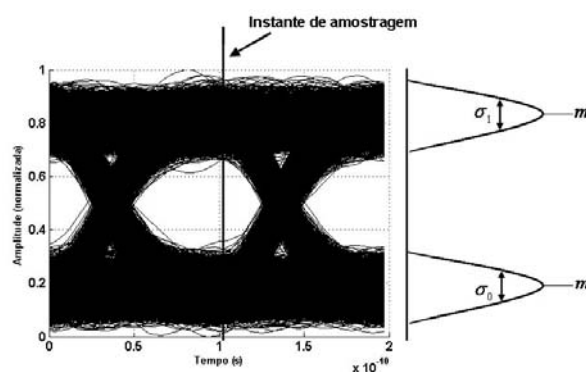


Figura 32: Estimação do Factor de Qualidade de um sinal digital

O factor  $Q$ , apesar de só por si não ter um significado físico absoluto, permite inferir características importantes do sinal recebido. Pode ser demonstrado que se as distribuições das amostras forem gaussianas, e for utilizado o limiar de decisão óptimo na interpretação dos símbolos recebidos, a BER do sistema pode ser estimada por:

$$BER \cong \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{Q}{\sqrt{2}}\right) \quad 30$$

Da definição de  $Q$  é imediato que o seu valor aumenta com o decréscimo do desvio padrão das amostras e com o aumento da diferença entre a amplitude média das amostras que representam cada símbolo lógico.

Uma conclusão imediata é que o factor  $Q$  reflecte a abertura do diagrama de olho no ponto óptimo de amostragem, não absoluta, mas balanceada pela variância das amostras correspondentes aos diferentes símbolos lógicos.

O factor  $Q$  foi originalmente definido para caracterizar o efeito de flutuações de sinal provocadas por ruído aleatório. Uma análise ao seu comportamento na presença de outras fontes de degradação prova que pode ser usado como um factor de mérito útil também noutras circunstâncias, particularmente na presença de ISI.

Um decréscimo no desvio padrão das amostras reflecte a diminuição de ISI presente no sinal, enquanto a dependência da média das amostras correspondentes aos diferentes símbolos pode ser considerada uma penalização contra a diminuição da abertura média do diagrama de olho do sinal.

Conclui-se que um sistema que maximize o factor  $Q$  assegura a minimização dos efeitos da ISI nos pontos óptimos de amostragem, enquanto previne uma possível degradação da abertura do diagrama de olho. Estas características tornam o factor  $Q$  um sinal de realimentação adequado para esquemas de igualação adaptativa cega.

Uma possível desvantagem é que uma optimização baseada apenas no factor  $Q$  poderá ter um efeito nocivo em características do sinal que não sejam medidas apenas nos pontos de amostragem óptimos. Mais especificamente, um sistema que optimize apenas o factor de qualidade pode piorar significativamente outras características não menos importantes do sinal, como por exemplo o jitter.

Embora o factor  $Q$  prove ser um sinal de realimentação fiável, alguns problemas surgem quanto à forma de o medir com precisão em sistemas de muito alto débito. Apesar de esquemas de

amostragem assíncrona poderem ser usados a altos débitos de transmissão [30], a abertura dos impulsos de amostragem deverá cumprir restrições temporais muito apertadas.

Este problema dá origem a circuitos de amostragem que terão necessariamente larguras de banda muito elevadas, podendo ser baseados em cabeças de amostragem de alta largura de banda que ainda não são um produto comum no mercado, e que vão aumentar significativamente o custo total do sistema.

## **5.2 Monitorização da Abertura do Diagrama de Olho**

Um dos efeitos da degradação da qualidade de transmissão num sistema de comunicação digital é a diminuição da abertura do diagrama de olho do sinal recebido nos pontos de amostragem óptimos. Este efeito só por si indica uma degradação da qualidade do sinal recebido que, apesar de não ser directamente ligado à BER do sistema, pode ser usada como alvo de optimização e logo como sinal de realimentação para sistemas de igualação adaptativa cega.

A questão que se põe é contudo como medir a abertura do diagrama de olho do sinal recebido sem recorrer explicitamente a amostragem do sinal analógico recebido, evitando assim circuitos de elevada largura de banda, necessários para técnicas como monitorização do factor de qualidade do sinal.

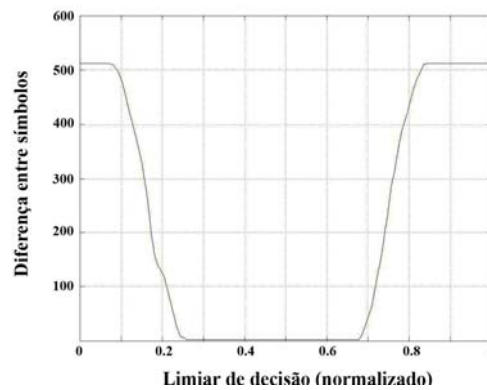
Uma técnica possível para monitorização da abertura do diagrama de olho em sinais de alto débito é proposta por Buchali et al [31]. O princípio de funcionamento é similar ao de um circuito de decisão síncrono com limiar de decisão variável.

Assumindo que alguma forma de pré-codificação do sinal é usada na transmissão, a distribuição dos símbolos lógicos recebidos pode ser estimada com bastante precisão, e, para símbolos equiprováveis, a taxa de erros pode ser estimada grosseiramente através da diferença entre a quantidade de símbolos “1” e “0” recebidos.

A medição desta diferença para vários limiares de decisão ao longo da gama dinâmica de variação do sinal pode fornecer uma boa estimativa da abertura do diagrama de olho.

De facto, a diferença absoluta entre símbolos lógicos recebidos vai ser máxima quando o limiar de decisão estiver no limite superior ou inferior da gama dinâmica do sinal. Fazendo variar o limiar de decisão, esta diferença vai diminuir conforme o limiar se aproxima do limiar de decisão óptimo, e alcançar o mínimo enquanto o limiar de decisão se move através dos valores que definem a abertura do diagrama de olho.





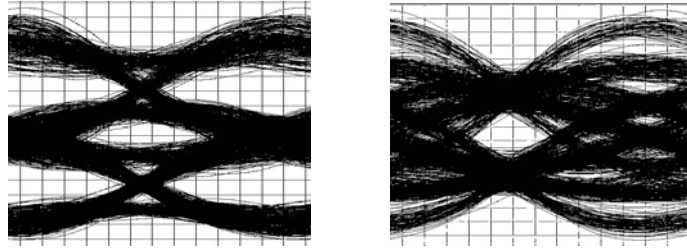
**Figura 33: Diferença absoluta entre símbolos recebidos em função do limiar de decisão**

A Figura 33 representa a diferença absoluta entre símbolos lógicos recebidos num intervalo de tempo fixo, em função do limiar de decisão usado. Neste caso particular foi considerada na simulação uma janela temporal de 512 bits para cada valor de limiar de decisão, e os valores de limiar mostrados na legenda estão normalizados em relação à gama dinâmica do sinal.

O intervalo de valores de limiar de decisão para o qual esta diferença é constante e mínima é a abertura do diagrama de olho, e pode ser usada como sinal de realimentação para igualação adaptativa.

A Figura 34 representa os diagramas de olho originais e otimizados após 8km de transmissão de um sinal com débito de 40Gbit/s. A optimização foi conseguida com um filtro transversal com cinco tomadas, ajustadas adaptativamente, em que o processo descrito de monitorização da abertura de olho foi usado para fornecer o sinal de realimentação para o algoritmo de optimização.

Os atrasos temporais entre as tomadas do filtro transversal foram de 12.5ps. São considerados 128 limiares de decisão, uniformemente distribuídos pela gama dinâmica do sinal, e 512 bits recebidos para cada limiar de decisão. O algoritmo de optimização usado foi uma implementação do Simplex, e os resultados são muito semelhante aos que se obtêm usando directamente o factor de qualidade como sinal de realimentação.



**Figura 34: Diagramas de olho originais e otimizados através FFE com base em monitorização de abertura de olho para 40Gbit/s e 8km de transmissão**

Os resultados obtidos confirmam a viabilidade do uso desta técnica na obtenção de um sinal de realimentação para igualadores adaptativos, e permitem identificar a abertura do diagrama de olho obtida por este método como uma alternativa válida ao uso do factor de qualidade do sinal.

Como vantagem face à estimação do factor de qualidade, este método não requer a amostragem do sinal recebido, sendo baseado numa simples modificação do funcionamento de um receptor tradicional.

Dadas as suas características, este método pode provar ser suficientemente preciso para ser integrado em sistemas de monitorização e optimização de desempenho para a próxima geração de sistemas de comunicação ópticos.

Outra técnica de monitorização da abertura do diagrama de olho é proposta por Ellermayer [32]. A aproximação é diferente da explicada anteriormente, e o resultado é uma tensão de saída analógica proporcional à abertura horizontal do diagrama de olho para uma dada abertura vertical. O circuito integrado completamente funcional foi desenhado numa tecnologia em SiGe de transístores bipolares com  $F_t$  de 50GHz.

### 5.3 Monitorização de Potência RF

Trabalhos recentes indicam que uma possível opção para estimar o impacto da dispersão cromática e da PMD na qualidade do sinal óptico recebido, é monitorizar a potência do sinal eléctrico após detecção em frequências escolhidas.

Um dos métodos, explicado em detalhe em [33], assenta no facto de que a potência do sinal recebido, a uma certa frequência, é função tanto da dispersão cromática sofrida pelo sinal como da PMD. Um simples circuito capaz de monitorizar esta frequência poderá então em princípio fornecer informação sobre a quantidade de distorção que o sinal sofreu.

Outro método possível para quantificar a distorção do sinal recebido através de monitorização de potência eléctrica é descrito em [34]. Embora tendo sido projectado para ser usado como sinal de realimentação para compensação de PMD, o princípio de funcionamento aplica-se também a monitorização de dispersão cromática. Aliás, neste método a presença de dispersão cromática é essencial para efectuar a monitorização de PMD.

O princípio de funcionamento assenta no facto de não existir potência num sinal NRZ recebido à frequência de relógio. A presença de dispersão cromática no sinal resulta numa regeneração de potência à frequência de relógio após detecção.

Este método introduz deliberadamente dispersão cromática no sinal de modo a efectuar a monitorização de PMD, que tem como efeito diminuir o nível de potência regenerada, mas pode também ser útil na monitorização de dispersão cromática. É apenas necessário monitorizar a potência do sinal na frequência relógio, já que ela vai aumentar proporcionalmente ao nível de dispersão cromática no sinal.

Resta ainda provar que estes métodos de monitorização de potência RF são suficientemente precisos para serem usados como sinais de realimentação em técnicas de igualação adaptativa. A confirmar-se uma boa precisão na monitorização, estes métodos podem muito bem diminuir a complexidade do sistema de monitorização, quer quando comparados com a estimação do factor de qualidade, quer com a monitorização da abertura do diagrama de olho.

## 5.4 Histogramas de Amplitude

Foram já descritas algumas das técnicas possíveis para análise do sinal recebido capazes de fornecer informação útil para monitorização de desempenho, e sobretudo capazes de fornecer um sinal de realimentação passível de ser utilizado em esquemas de igualação adaptativa. Nas descrições feitas não foi contudo tido em conta a complexidade de uma implementação real para sistemas de muito alto débito.

A estimação da BER pode ser feita através de vários métodos, os mais comuns baseando-se na análise estatística do sinal analógico recebido. O princípio funcional consiste em assumir que, ao avaliar deterministicamente as características do sinal analógico recebido nos instantes de amostragem óptimos, as propriedades estocásticas do sinal podem ser inferidas e usadas para estimar a probabilidade de no futuro interpretar incorrectamente um bit.

Uma implementação directa deste conceito, como a já descrita estimação através do factor de qualidade do sinal, requer circuitos de recuperação de relógio e sincronização de fase de modo a

amostrar o sinal analógico nos instantes correctos. Aliado a este sistema, já de si complexo, há que acrescentar um circuito de amostragem com uma largura de banda muito superior à do sinal recebido original.

Embora este método seja usado extensivamente em comunicações digitais de relativamente baixa velocidade, os débitos binários usados em sistemas de comunicação ópticos limitam severamente o seu uso, uma vez que os circuitos de elevada largura de banda necessários são, quando disponíveis, demasiado dispendiosos para permitirem soluções economicamente viáveis.

Possíveis soluções que seguem as mesmas ideias básicas mas não requerem sincronismo com o sinal recebido, eliminando assim os circuitos de recuperação e sincronização de relógio, foram propostas recentemente [35][36]. Estes métodos partem da avaliação do histograma de amplitude do sinal completo, ou seja, analisando características estatísticas da forma de onda total e não apenas nos instantes de amostragem óptimos.

Em todos estes métodos propostos os histogramas de amplitude são obtidos amostrando assincronamente o sinal recebido. Esta aproximação, embora reduzindo a complexidade geral do circuito de monitorização, ainda depende de um circuito de amostragem de elevada largura de banda. Este requisito resulta em que estes métodos ainda não constituam uma escolha adequada para o uso em sistemas de comunicação ópticos de elevado débito.

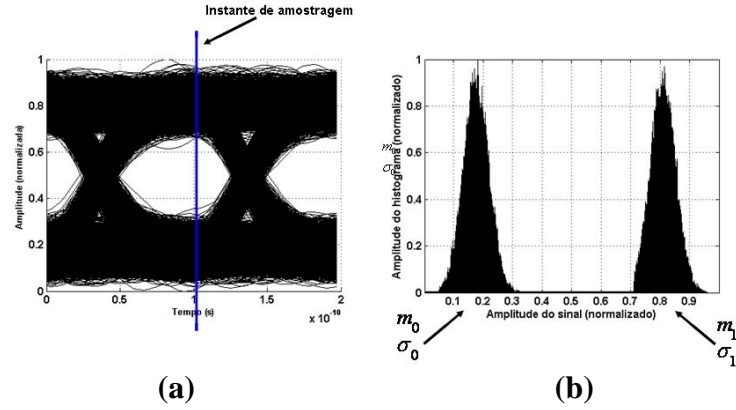
Nesta secção estuda-se com mais detalhe o tema geral de histogramas de amplitude do sinal, que dão origem em casos especiais aos métodos de estimação do factor de qualidade e monitorização da abertura de olho, já discutidos anteriormente.

Apresentam-se também duas novas técnicas para a obtenção de histogramas de amplitude assíncronos, que ao não recorrerem explicitamente a amostragem do sinal, trazem vantagens na largura de banda necessária para o circuito de monitorização.

#### **5.4.1 Histogramas Síncronos**

A amostragem síncrona do sinal é a forma mais intuitiva de recolher informação relevante para a estimação da BER do sistema. Uma vez que a decisão sobre o nível lógico dos bits recebidos será, idealmente, apenas função do valor instantâneo do sinal nos instantes de amostragem óptimos, uma amostragem síncrona do sinal nestes pontos permitirá em princípio recolher toda a informação necessária.

A amostragem do sinal nos pontos de amostragem óptimos e construção dos histogramas de amplitude das amostras é representada na Figura 35.



**Figura 35: Obtenção de um histograma de amplitude síncrono**

A Figura 35 (a) representa um diagrama de olho típico de um sinal óptico recebido. A distorção introduzida durante a propagação do sinal provoca flutuações no nível de sinal recebido para ambos os símbolos “0” e “1”. Um histograma das amostras retiradas no ponto de amostragem óptimo é representado na Figura 35 (b). São perfeitamente identificáveis as distribuições das amplitudes recebidas, para ambos os símbolos lógicos, que podem ser caracterizadas pela sua média e desvio padrão.

São estas medidas que permitem calcular o já definido factor de qualidade do sinal, reproduzido na equação 31 por conveniência.

$$Q = \frac{m_1 - m_0}{\sigma_1 + \sigma_0} \quad 31$$

Na equação 31,  $m_1$  e  $m_0$  são as médias das amostras identificadas como símbolos “1” e “0” respectivamente, enquanto  $\sigma_1$  e  $\sigma_0$  são os desvios padrão das distribuições. Como já referido, uma aproximação para a BER do sistema, assumindo que a distribuição das amostras é gaussiana, é dada pela equação 32.

$$BER \cong \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{Q}{\sqrt{2}} \right) \quad 32$$

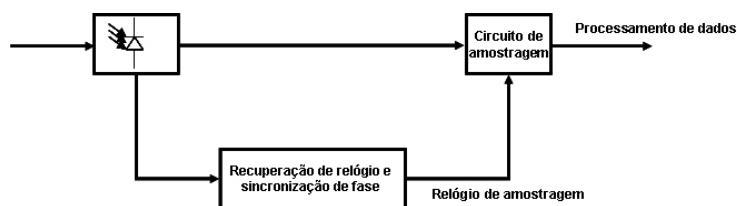
Esta aproximação é válida quando as fontes de ruído que provocam as flutuações de sinal nos instantes de amostragem têm distribuições gaussianas. Este é o caso de, por exemplo,

predominância de ruído térmico, mas a aproximação na equação 32 não é válida na presença de outras fontes de distorção dominantes como dispersão cromática.

A informação obtida através de amostragem síncrona do sinal recebido tem várias vantagens sobre outros métodos de análise estatística. Assumindo um receptor ideal, em que as decisões sobre o nível lógico do sinal são efectuadas exactamente sobre o valor do sinal nos instantes óptimos, a informação obtida descreve precisamente as variações do sinal que podem provocar erros de recepção.

Se o objectivo principal for estimar a BER do sistema, esta característica pode ser considerada uma vantagem sobre métodos assíncronos. Os histogramas de amplitude assíncronos contêm informação não só sobre o valor do sinal nos instantes de amostragem óptimos, mas também sobre a distribuição de amplitude do sinal analógico na sua generalidade. Os histogramas assíncronos dependerão assim de factores como a própria formatação do sinal e outras variações que não influenciam directamente a BER.

Um esquema funcional simplificado para uma amostragem síncrona do sinal recebido é reproduzido na Figura 36. As amostras obtidas podem então ser processadas de modo a obter o histograma de amplitude síncrono do sinal.



**Figura 36: Amostragem síncrona do sinal recebido**

A maior desvantagem no esquema da Figura 36 é a utilização de circuitos complexos de recuperação de relógio e sincronização de fase de amostragem, assim como o sistema de amostragem em si. Embora complexa, este tipo de implementação é possível e bastante comum para sistemas digitais de relativamente baixo débito. As desvantagens deste método fazem-se sentir na implementação do sistema para comunicações de alta velocidade.

Como exemplo, se for considerado um sistema com débito de 10Gbit/s, e uma abertura de amostragem máxima de 5% do período de bit para correcta amostragem do sinal no instante óptimo, o circuito de amostragem na Figura 36 necessitaria de uma largura de banda superior a 200GHz.

Aliada a esta elevada largura de banda necessária para o sistema de amostragem está também a complexidade acrescida de um sistema de sincronização de fase bastante exacto, motivada pela inerente intolerância do sistema a jitter temporal nos instantes de amostragem, provocada pelo tempo de bit extremamente curto.

Com os débitos de canal dos actuais sistemas de comunicação ópticos a atingirem os 10 e os 40Gbit/s, os requerimentos do sistema de amostragem seriam os factores limitativos para o uso desta técnica para monitorização da qualidade do sinal.

#### 5.4.2 Histogramas Assíncronos

A construção de histogramas baseados em amostras do sinal recebido obtidas assincronamente é uma simples extensão do princípio subjacente à análise das características do sinal através de histogramas síncronos.

O método consiste em não considerar apenas o valor do sinal nos instantes óptimos de amostragem, mas sim analisar a forma de onda completa. Um esquema simplificado para a obtenção as amostras do sinal, requeridas para a construção do histograma assíncrono do sinal, é representado na Figura 37.

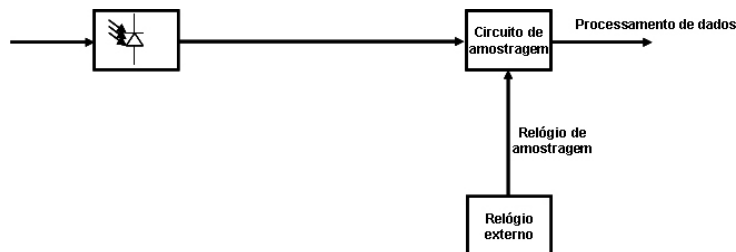


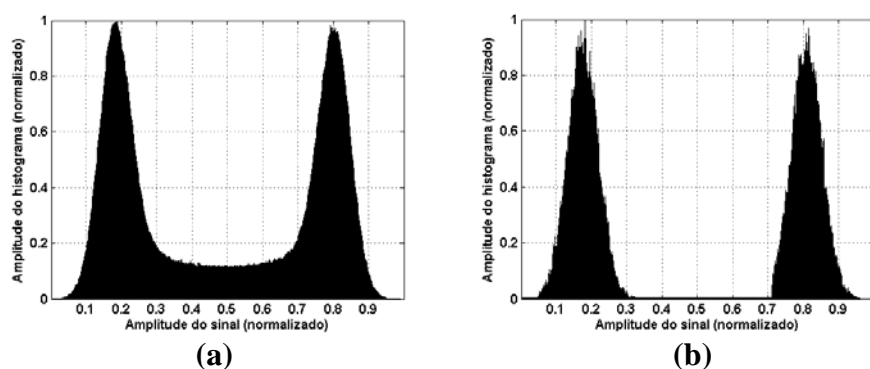
Figura 37: Amostragem assíncrona do sinal recebido

A única diferença na aquisição, em relação a um esquema de construção de histogramas síncronos, é a não existência de circuitos de sincronização de relógio e fase.

A obtenção de um histograma que reflecta a verdadeira distribuição de amplitude da forma de onda recebida implica algumas restrições ao esquema da Figura 37. Os valores amostrados deverão ser suficientes em número para atingirem relevância estatística, isto é, um número suficiente de amostras determinísticas deve ser retirado do sinal de modo a ser possível inferir correctamente as propriedades estocásticas da forma de onda.

Outra condição é que os instantes de amostragem deverão ter uma correlação mínima com o débito do sinal, de modo a poderem ser consideradas distribuídas uniformemente pelo tempo relativo de um período de bit. Um caso extremo de correlação é quando o relógio de amostragem na Figura 37 está sincronizado com o débito de transmissão do sinal, e, neste caso, todas as amostras seriam tomadas no mesmo instante relativo ao período de bit dando origem a um histograma de amplitude síncrono.

A Figura 38 (a) representa o histograma de amplitude assíncrono do sinal representado na Figura 35 (a) através do seu diagrama de olho, enquanto a Figura 38 (b) representa para comparação o histograma síncrono do mesmo sinal.



**Figura 38: (a) Histograma de amplitude assíncrono e (b) histograma síncrono para o mesmo sinal no instante de amostragem óptimo**

Embora semelhantes, as diferenças entre os histogramas representados nas Figura 38 (a) e (b) são evidentes. O espaço livre de amostras entre as duas distribuições no histograma síncrono corresponde à abertura do diagrama de olho. O histograma assíncrono, por seu lado, apresenta nessa zona a distribuição de amplitudes correspondentes aos tempos de subida e descida do sinal.

Extensa investigação foi conduzida [37][38] sobre o uso da informação presente em histogramas de amplitude assíncronos para monitorização de qualidade de sinal em sistemas de comunicação ópticos em vários tipos de situações.

As vantagens de esquemas de amostragem assíncrona sobre amostragem síncrona do sinal são evidentes. Não existem quaisquer circuitos de recuperação e sincronização de relógio, reduzindo assim a complexidade geral do sistema. Dado que não existe uma dependência directa entre o relógio de amostragem e o débito binário do sinal, o sinal recebido é transparente para o sistema e



as amostras podem ser retiradas a um débito de amostragem arbitrariamente baixo, simplificando qualquer processamento posterior necessário para tratamento de dados.

A maior desvantagem, e pelos mesmo motivos expostos aquando da análise da obtenção de histogramas síncronos, é o circuito de elevada largura de banda necessário para correctamente amostrar o sinal recebido. Embora a complexidade total do sistema seja, em comparação com amostragem síncrona, mais reduzida, o factor mais limitativo é o mesmo, tornando este método inadequado para o uso em sistemas de monitorização economicamente viáveis para comunicações ópticas de alto débito.

## 5.5 Análise de Sinal Saturado com Referência Variável

As mais severas limitações dos métodos para obtenção de histogramas de amplitude, quer síncronos quer assíncronos, são os requerimentos de elevada largura de banda do circuito de amostragem.

Nesta secção é proposto um novo método de obtenção do mesmo histograma de amplitude obtido através de amostragem assíncrona do sinal, também sem recorrer a circuitos de recuperação de relógio, mas com a vantagem de não existir uma amostragem explícita do sinal.

Considere-se  $x(t)$  como sendo o sinal recebido, e  $y(V_{REF}, t)$  definido como:

$$\begin{cases} y(t) = V_{SAT} & , x(t) > V_{REF} \\ y(t) = 0 & , x(t) < V_{REF} \end{cases} \quad 33$$

onde  $V_{SAT}$  é um valor constante arbitrário e  $V_{REF}$  é um valor fixo dentro da gama dinâmica de  $x(t)$ . A Figura 39 representa um intervalo temporal típico para estes dois sinais.

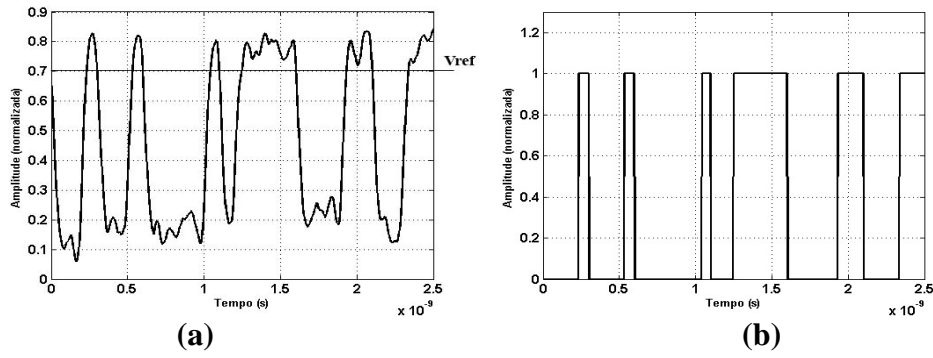


Figura 39: (a) sinal recebido  $x(t)$  e (b)  $y(V_{REF}, t)$

Como representado na Figura 39 (b),  $y(V_{REF}, t)$  é diferente de zero apenas quando  $x(t)$  está acima do nível de referência  $V_{REF}$ . Outra forma de interpretar  $y(V_{REF}, t)$  é que traduz o *tempo* durante o qual  $x(t)$  está acima de  $V_{REF}$ .

As estatísticas temporais de  $x(t)$  podem ser usadas para estimar as propriedades estatísticas do processo estocástico global que representa o sinal recebido, do qual a janela de análise representada por  $x(t)$  é apenas uma realização. No caso de este processo ser estacionário, como é típico em sistemas de comunicação, estas propriedades estocásticas são idênticas às estatísticas temporais.

Podemos então escrever a probabilidade de  $x(t)$  estar acima de  $V_{REF}$  como sendo:

$$P(x(t) > V_{REF}) \approx \frac{T_{ON}}{T} \quad 34$$

em que  $T_{ON}$  é o tempo total em que  $x(t)$  está acima de  $V_{REF}$ , medido numa janela temporal  $T$  suficientemente longo de modo a atingir relevância estatística e a aproximação das características do processo estocástico pelas características temporais de  $x(t)$  ser válida. Juntando as equações 33 e 34 podemos escrever:

$$P(x(t) > V_{REF}) \approx \frac{1}{V_{SAT}} \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} y(V_{REF}, t) dt \quad 35$$

Esta aproximação expressa uma relação directa entre as propriedades estatísticas de  $x(t)$  e a média temporal de  $y(V_{REF}, t)$ , e traduz a distribuição de amplitude de  $x(t)$ . O histograma de amplitude de  $x(t)$  para uma classe  $V \in [V_N, V_{N+1}]$  pode ser obtido simplesmente tendo em conta que:

$$P(V_N > x(t) > V_{N+1}) = P(x(t) > V_N) - P(x(t) > V_{N+1})$$

36

No limite, ou seja considerando infinitas classes, um possível histograma de amplitude do sinal é simplesmente a primeira derivada da distribuição expressa pela equação 35, multiplicada por -1. Um termo mais correcto para este resultado é *função densidade de probabilidade* de  $x(t)$ , que é o que um histograma obtido através de amostragem assíncrona pretende aproximar.

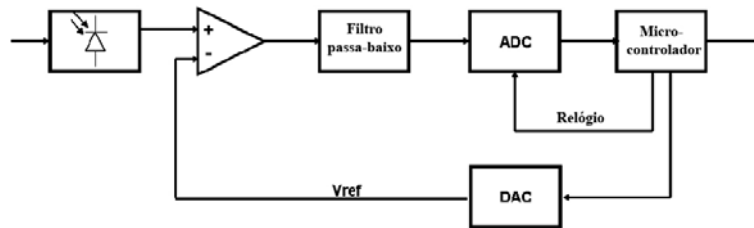
Dado que um histograma não necessita de cumprir com as mesmas restrições matemáticas de uma função densidade de probabilidade ( $\int f(x)dx = 1$ ), uma expressão geral para o histograma de amplitude é:

$$H(V_{REF}) = -k \frac{d}{dV_{REF}} \left( \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} y(V_{REF}, t) dt \right)$$

37

onde  $k$  é um valor constante arbitrário.

As operações envolvidas na obtenção do histograma definido pela equação 37 permitem implementações conceptualmente bastante directas. Um esquema simples possível, fazendo uso de um microcontrolador, é descrito na Figura 40.



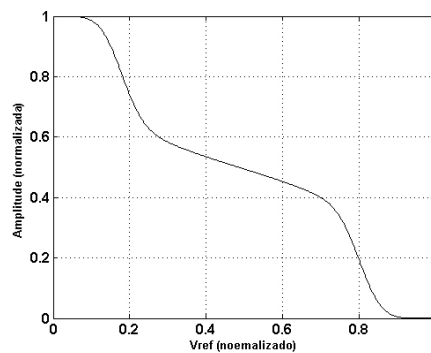
**Figura 40: Configuração possível para a obtenção de histogramas de amplitude**

No esquema da Figura 40, o sinal óptico é convertido para o domínio eléctrico ( $x(t)$ ), e aplicado a um comparador com nível de decisão variável, cuja saída é  $y(V_{REF}, t)$ . Seguido ao comparador, um filtro passa-baixo efectua a média temporal do sinal, que é por sua vez convertida para o domínio digital por um ADC controlado pelo microcontrolador.

O ciclo de aquisição de dados é controlado pelo microcontrolador, responsável por variar o nível de decisão do comparador, controlar o intervalo de tempo requerido para se obter um valor médio fiável na saída do filtro para cada limiar de decisão, converter a saída do filtro para um valor digital, e guardá-lo em memória.

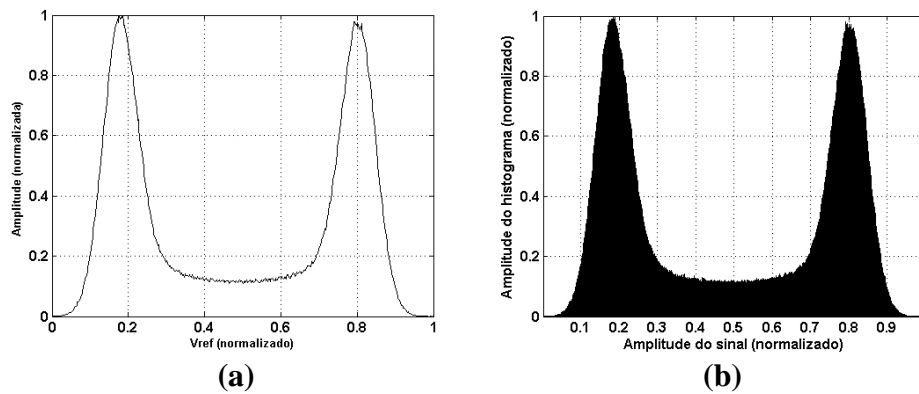
No final do varrimento completo da gama dinâmica do sinal pelo nível de referência do comparador, o microcontrolador tem armazenado toda a informação que traduz a distribuição expressa pela equação 35. A diferenciação que leva à construção do histograma pode então ser conduzida pelo microcontrolador no domínio digital.

O esquema da Figura 40 foi simulado com o mesmo sinal recebido usado para obter os resultados da Figura 35. A Figura 41 representa os valores armazenados no final de um varrimento completo da gama dinâmica do sinal, correspondendo a uma amostra da distribuição expressa pela equação 35 para cada  $V_{REF}$ . Foram considerados 512 níveis para  $V_{REF}$  neste exemplo.



**Figura 41: Amostras retiradas à saída do filtro passa-baixo, correspondendo à equação 35**

A diferenciação destes valores é representada na Figura 42 (a), enquanto a Figura 42 (b) representa para comparação o histograma obtido amostrando o mesmo sinal assincronamente.



**Figura 42: (a) Diferenciação dos dados representados na Figura 41 e (b) histograma assíncrono do sinal**

É facilmente verificado que o resultado final deste método é equivalente ao histograma obtido amostrando assincronamente o sinal recebido.

A principal vantagem conceptual deste método é não exigir explicitamente uma amostragem do sinal, assim como ser completamente independente do débito binário do sinal recebido, salvo uma janela temporal mínima para obter uma média temporal com relevância estatística.

Embora não exista um circuito de amostragem explícito no método, não existe contudo uma redução da largura de banda necessária para o pior caso em relação aos métodos dependentes de amostragem. Isto é inerente ao princípio de medição temporal do método, e pode ser imediatamente reconhecido na forma de onda de  $y(V_{REF}, t)$ . Quando  $V_{REF}$  se aproxima dos limites da banda dinâmica do sinal, ou o sinal varia rapidamente em torno de  $V_{REF}$ , os estados “on” ou “off” representados na Figura 39 (b) podem tornar-se de muito curta duração. Nestas condições, o circuito comparador terá de comutar entre os dois estados muito rapidamente, e, eventualmente, gerar impulsos temporalmente tão estreitos como os que um circuito amostrador dedicado teria.

Se restrições de largura de banda forem impostas ao circuito comparador o método continua a ser utilizável, mas o histograma obtido desviar-se-á do ideal e perderá globalmente resolução quanto a variações muito rápidas da amplitude do sinal.

Estes factores devem ser levados em conta aquando da análise do histograma obtido por este método, muito como o efeito de amostragem não ideal deve ser levado em conta na obtenção de histogramas de amplitude por amostragem síncrona ou assíncrona do sinal [39].

## 5.6 Análise de Sinal Rectificado com Referência Variável

No método proposto na secção anterior foram identificadas situações em que a largura de banda necessária é, no limite, equiparável à largura de banda requerida para os métodos baseados em sistemas de amostragem.

Os elevados requisitos de largura de banda nos métodos anteriores são provocados por variações extremamente rápidas de sinal no sistema de análise. No caso dos métodos recorrendo a amostragem estas variações são os impulsos que controlam a abertura do amostrador, enquanto que, no novo método proposto, a necessidade de saturação do sinal por períodos possivelmente extremamente curtos provoca uma largura de banda no pior caso muito elevada.

Nesta secção propõe-se um novo método de obtenção do histograma de amplitude do sinal que, ao não recorrer a circuitos de amostragem nem à saturação do sinal recebido, evita variações rápidas de sinal no sistema de análise, reduzindo drasticamente a largura de banda necessária.

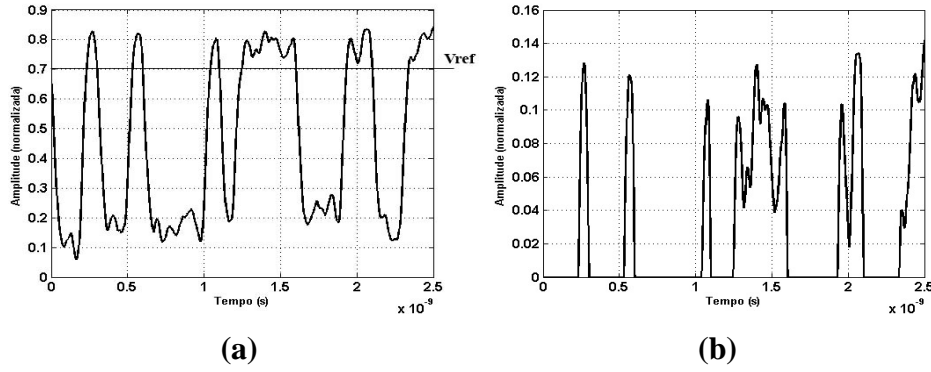
O princípio de funcionamento deste método assenta em estimar a probabilidade de o sinal estar acima de um nível de referência a partir das suas características estatísticas, à semelhança do método anterior.

A diferença consiste em não utilizar directamente uma saturação do sinal como medida temporal para estimar a distribuição do sinal, evitando assim as variações de alta frequência necessárias ao método anterior.

Considere-se o sinal  $y(V_{ref}, t)$  definido como na equação 38.

$$\begin{cases} y(V_{ref}, t) = x(t) - V_{ref} & , x(t) > V_{REF} \\ y(V_{ref}, t) = 0 & , x(t) < V_{REF} \end{cases} \quad 38$$

Este sinal pode ser visto como uma rectificação de meia onda do sinal original em relação a um nível de referência variável  $V_{REF}$ . Um intervalo temporal do sinal original e de  $y(V_{ref}, t)$  é representado na Figura 43.



**Figura 43: (a) sinal recebido  $x(t)$  e (b)  $y(V_{REF}, t)$**

A chave do método é que a média de  $y(V_{REF}, t)$ , em função de  $V_{REF}$ , traduz informação temporal sobre o sinal original. De facto verifica-se que:

$$z(V_{ref}) = -\frac{d}{dV_{REF}} \left( \int_{t_0}^{t_0+T} y(V_{ref}, t) dt \right) \propto \frac{T_{on}(V_{ref})}{T} \quad 39$$

onde  $y(V_{REF}, t)$  é o sinal definido através da equação 38, e  $T_{on}(V_{ref})$  é o tempo total em que o sinal original está acima do limiar  $V_{REF}$ , medido numa janela temporal  $T$  suficientemente larga para fazer valer as propriedades de estacionaridade temporal do sinal original.

Embora a relação expressa pela equação 39 possa, numa primeira análise, não parecer trivial, a sua validade pode ser confirmada graficamente para um caso particular, sendo a generalização da aproximação confirmada pelas propriedades estacionárias do sinal.

Considere-se o caso particular em que é usada uma sequência de teste predefinida, ou seja, a forma de onda recebida é sempre a mesma. Nestas condições, o sinal original  $x(t)$  pode ser considerado não um processo estocástico, mas sim um sinal determinístico, já que será sempre a mesma forma de onda utilizada.  $y(V_{REF}, t)$  corresponderá então a cortes sucessivos, em limiares diferentes, deste mesmo sinal. A Figura 44 ilustra um intervalo temporal  $y(V_{REF}, t)$  para dois valores de referência próximos.

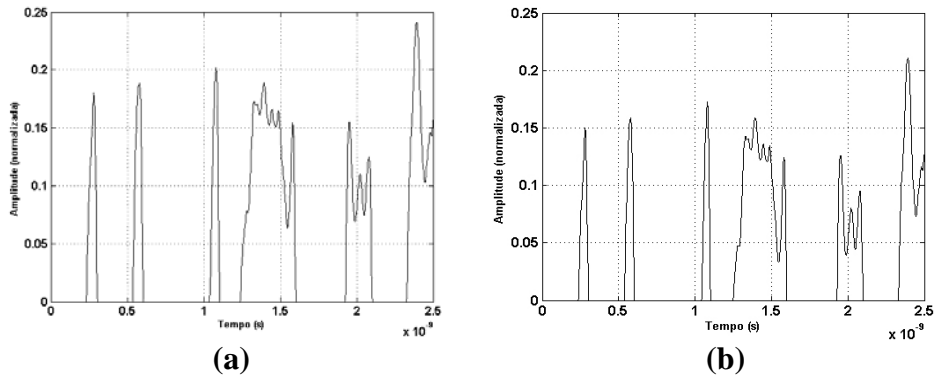


Figura 44: Intervalo de  $y(V_{REF}, t)$  para (a)  $V_{REF} = 0.7$  e (b)  $V_{REF} = 0.73$

A subtracção temporal das duas formas de onda representadas na Figura 44 é uma aproximação à primeira derivada em ordem a  $V_{REF}$  de  $y(V_{REF}, t)$  para  $V_{REF} \cong 0.7$ . A Figura 45 representa graficamente essa diferença para o mesmo intervalo de tempo da Figura 44, assim como o sinal original e o limiar de referência  $V_{REF} \cong 0.7$ .

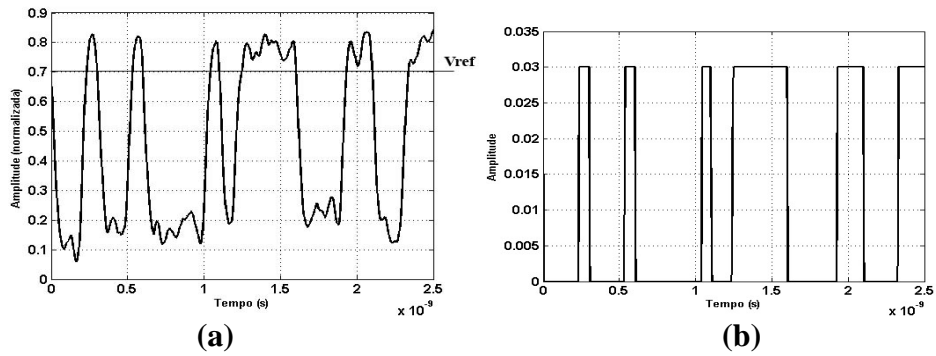


Figura 45: (a) sinal original e (b) aproximação à 1ª derivada de  $y(V_{REF}, t)$  para  $V_{REF} \cong 0.7$

A análise da Figura 45 permite identificar a forma da primeira derivada de  $y(V_{REF}, t)$  em ordem a  $V_{REF}$  como sendo uma aproximação ao tempo em que o sinal original está acima do limiar de referência. A partir deste ponto o tratamento dos dados é idêntico ao do método anterior, já que a forma de onda obtida é uma aproximação da saturação completa do sinal descrita pela equação 33, e representada na Figura 39 (b).

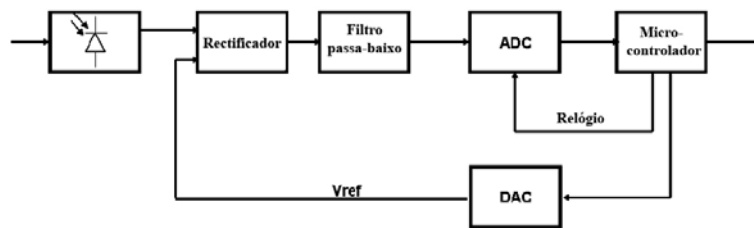
A verificação gráfica descrita nesta secção é apenas válida usando uma sequência idêntica para todas as diferenciações em  $V_{REF}$ , mas o método mantém-se válido para sequências arbitrárias desde que apresentem as características de um processo estocástico estacionário.



Assumindo as propriedades de um processo estocástico estacionário para o sinal  $x(t)$ , e os intervalos de tempo de integração  $T$  suficientemente longos, as propriedades estatísticas parciais, incluindo o valor médio em cada intervalo para  $y(V_{REF}, t)$ , vão ser independentes do tempo absoluto em que forem medidas. Consequentemente vão também ser independentes da forma de onda instantânea dos sinais.

Conclui-se que, apesar de forma de onda da diferenciação num caso arbitrário ser obviamente diferente da representada na Figura 45 (a), o seu valor médio vai ser independente da forma de onda instantânea para os intervalos de integração considerados, e a expressão 39 é válida.

A implementação básica deste método pode ser conseguida analogamente ao efectuado para o método anterior de saturação completa do sinal. O mesmo esquema recorrendo a um microcontrolador, e toda a sequência de operações é válido, com a excepção de que não é utilizado um comparador para gerar  $y(V_{REF}, t)$ , mas sim um circuito rectificador com limiar de referência variável. O pós-processamento da informação obtida deverá também incluir mais uma diferenciação no domínio digital. O esquema é representado na Figura 46.



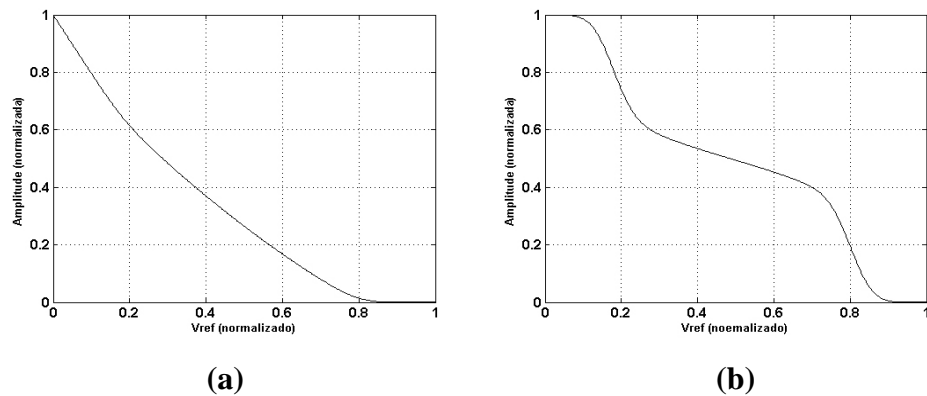
**Figura 46: Configuração possível para a obtenção de histogramas de amplitude recorrendo a um circuito rectificador**

O processo de controlo é em tudo idêntico ao resumido anteriormente, a menos da já referida segunda diferenciação no domínio digital.

O esquema da Figura 46 foi simulado com o mesmo sinal utilizado nos exemplos anteriores. Refira-se que as simulações foram realizadas recorrendo sempre à mesma sequência, uma PRBS de comprimento  $2^{15}-1$  sincronizada com a janela de integração para cada limiar de referência, ou por outras palavras, nas condições em foi realizada a análise gráfica às formas de onda dos vários sinais intermédios na secção anterior.

Uma simulação com sinais completamente aleatórios para cada limiar de referência, de modo a demonstrar a validade geral do método, seria inoportuna dado o elevado comprimento das sequências necessárias para garantir relevância estatística.

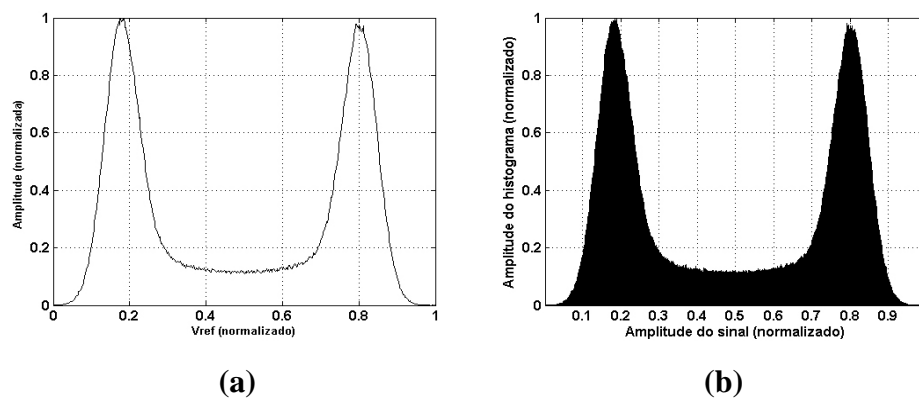
A Figura 47 ilustra alguns dos resultados.



**Figura 47: (a) Amostras retiradas à saída do filtro passa-baixo (b) 1ª diferenciação**

Os resultados representados na Figura 47 (a) reflectem o integral da equação 39, e a Figura 47 (b) traduz a probabilidade de o sinal estar abaixo do limiar  $V_{REF}$ . Esta informação corresponde à primeira derivada da informação da Figura 47 (a), e é amostrada directamente à saída do filtro passa-baixo no método de saturação completa do sinal, como se pode verificar comparando a Figura 47 (b) com a Figura 41.

A segunda diferenciação em ordem a  $V_{REF}$  no domínio digital é representada na Figura 48, assim como o histograma de amplitude do sinal obtido por amostragem assíncrona para comparação.



**Figura 48: (a) 2ª diferenciação das amostras à saída do filtro e (b) histograma de amplitude obtido por amostragem assíncrona**

A análise da Figura 48 permite validar graficamente o método. Verifica-se que o histograma de amplitude do sinal pode ser obtido através da equação 40

$$H(V_{ref}) = \frac{d^2}{dV_{REF}^2} \left( \int_{t_0}^{t_0+T} y(V_{ref}, t) dt \right)$$

40

A principal vantagem deste método é evitar variações bruscas de sinal no domínio analógico. O sinal rectangular, a partir do qual se estima a probabilidade de o sinal estar acima de um nível referência, e que serve de ponto de partida para estimar a o histograma de amplitude do sinal, é obtido através de uma diferenciação no domínio digital.

O próprio sinal rectificado, que diferenciado vai dar origem à estimativa da probabilidade, é de forma muito mais suave, logo reduzindo os requisitos de largura de banda que seriam necessários para gerar uma onda rectangular no domínio analógico.

A principal desvantagem, em relação aos outros métodos para estimação de diagramas de amplitude, é uma maior dependência da estacionaridade do sinal para o correcto funcionamento. Nomeadamente, as médias de  $x(t)$ , e consequentemente de  $y(V_{REF}, t)$ , deverão ser independentes do tempo em que forem estimadas, e com o mínimo de flutuações.

Apesar de esta condição já ser necessária para o método de saturação completa do sinal, neste caso as duas diferenciações necessárias para obter o histograma tornam o resultado final muito sensível a variações na média do sinal medida na janela de integração.

Conclui-se que, se o sinal recebido for estacionário, como é normalmente o caso, e o sistema de monitorização for desenhado com uma janela de integração suficientemente larga relativamente ao débito do sinal, este método é capaz de estimar o histograma de amplitude assíncrono do sinal. Os requisitos de largura de banda no sistema de monitorização serão contudo substancialmente menores do que nos outros métodos.

## 5.7 Circuitos para Monitorização de Qualidade de Sinal

No início do desenvolvimento do sistema de igualação adaptativo as medidas de qualidade do sinal seriam obtidas recorrendo a equipamento de laboratório. Uma alternativa que surgiu durante o progresso do trabalho foi a integração de um sistema de monitorização dedicado, seguindo um dos princípios de amostragem síncrona ou assíncrona, inevitavelmente complexo e dispendioso.

Os métodos alternativos de aquisição de histogramas assíncronos, já descritos anteriormente, foram desenvolvidos completamente durante a elaboração da dissertação e podem baixar

drasticamente tanto a complexidade como o custo do sistema de monitorização. Estes métodos carecem contudo ainda de uma implementação prática.

Dadas as vantagens teóricas, quanto a requisitos de hardware, do método de análise do sinal rectificado, foi decidido testar na prática este modelo recorrendo a implementações de baixo custo.

Para um sistema a 10Gbit/s foi escolhida uma implementação de raiz, recorrendo a componentes discretos. As próximas secções descrevem esta implementação.

### 5.7.1 Implementação Discreta

A implementação prática do método foi proposta recorrendo a componentes discretos e disponíveis em armazenamento na Universidade de Aveiro. Optou-se pelo uso de FETs (Field Effect Transistor) encapsulados de modo a facilitar a montagem.

O transistor utilizado foi o ATF-26884, produzido pela Hewlett-Packard, e indicado pelo fabricante para uso geral em frequências até 16GHz. Os parâmetros S na configuração fonte-comum são reproduzidos na Figura 49.

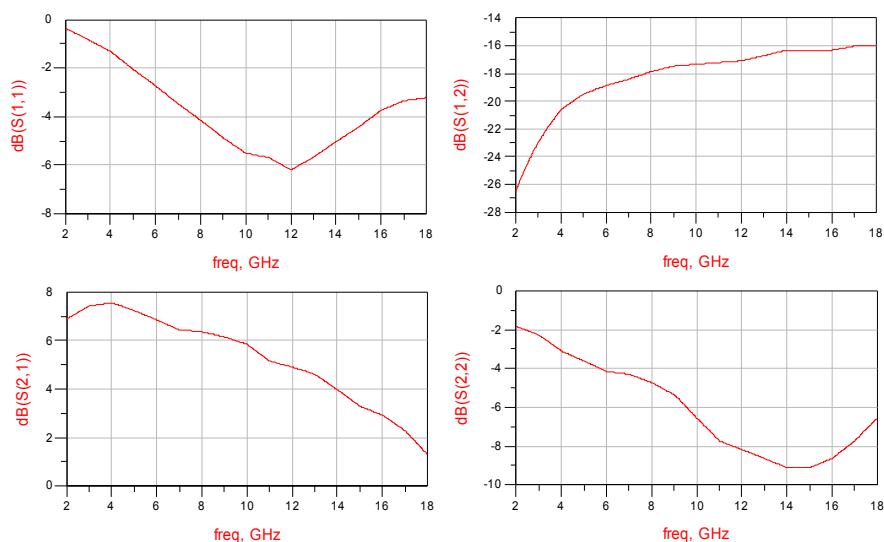
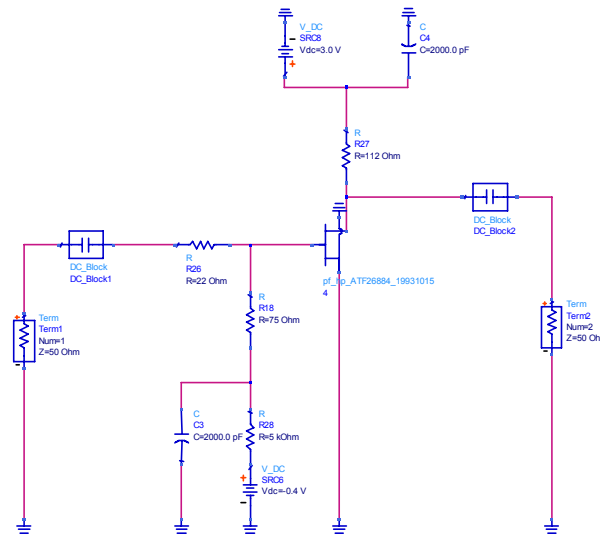


Figura 49: Parâmetros S do FET ATF-26884 para  $V_{ds}=3V$ ,  $I_d=10mA$

A aproximação seguida foi a mais simples possível, apenas um andar fonte-comum com adaptação resistiva. O esquemático simplificado é reproduzido na Figura 50.



**Figura 50: Esquemático simplificado do circuito rectificador discreto**

A rectificação do sinal será conseguida acrescentando uma componente contínua negativa ao sinal de entrada, tal que a gama dinâmica do sinal total aplicado à porta do transistor possa descer abaixo da tensão de pinch-off,  $V_p$ , que será a referência para a rectificação.

O substrato utilizado para a montagem do circuito foi o RT/duroid 5880, com as características descritas na Tabela 1.

Espessura do dieléctrico	0.254mm
Espessura do cobre	0.0173mm
Permitividade eléctrica relativa	2.2
Tangente de perdas do dieléctrico	0.0009

**Tabela 1: Características do substrato RT/duroid 5880**

As linhas de transmissão microstrip utilizadas para a interconecção dos componentes foram desenhadas para apresentarem uma impedância de 50 Ohm, traduzindo-se numa largura do condutor de 0.75mm.

O esquemático completo, incluindo linhas de transmissão, é reproduzido na Figura 51. A Figura 52 (a) representa o layout final do circuito, e a Figura 52 (b) é uma fotografia do circuito já montado numa base de latão.

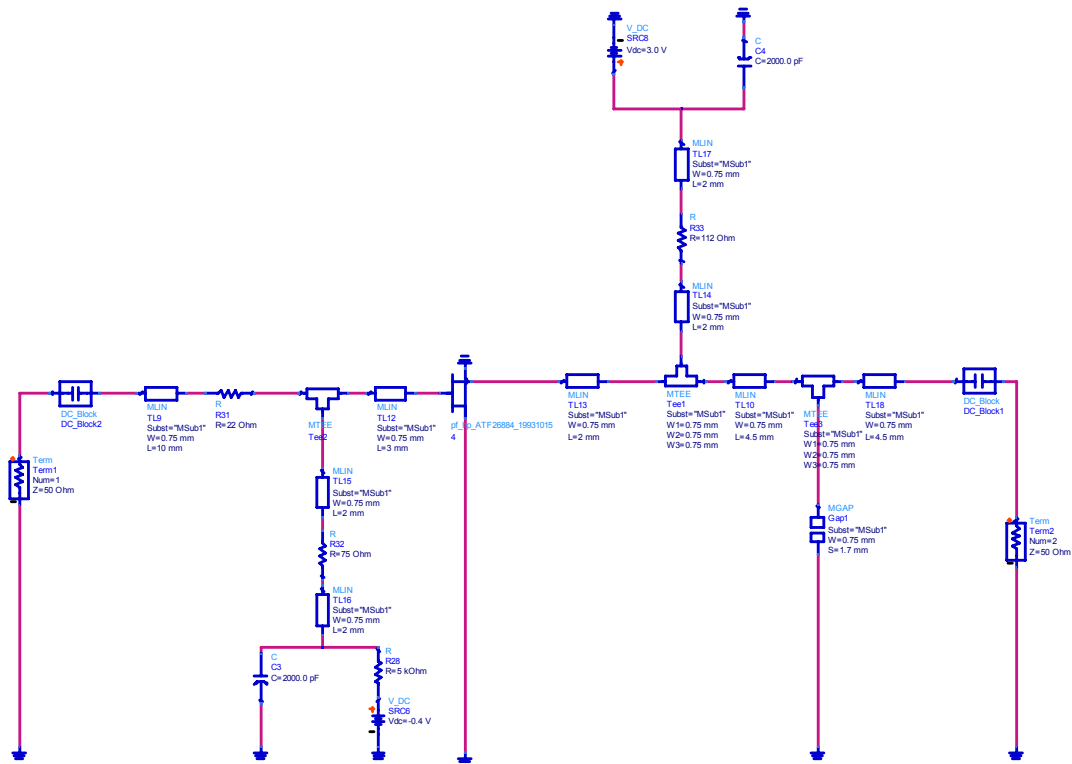
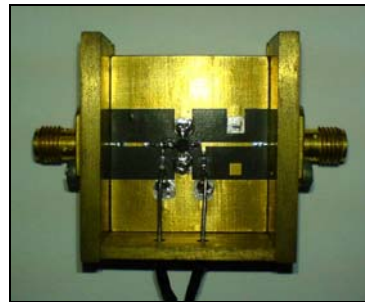


Figura 51: Esquemático completo do circuito rectificador discreto



(a)



(b)

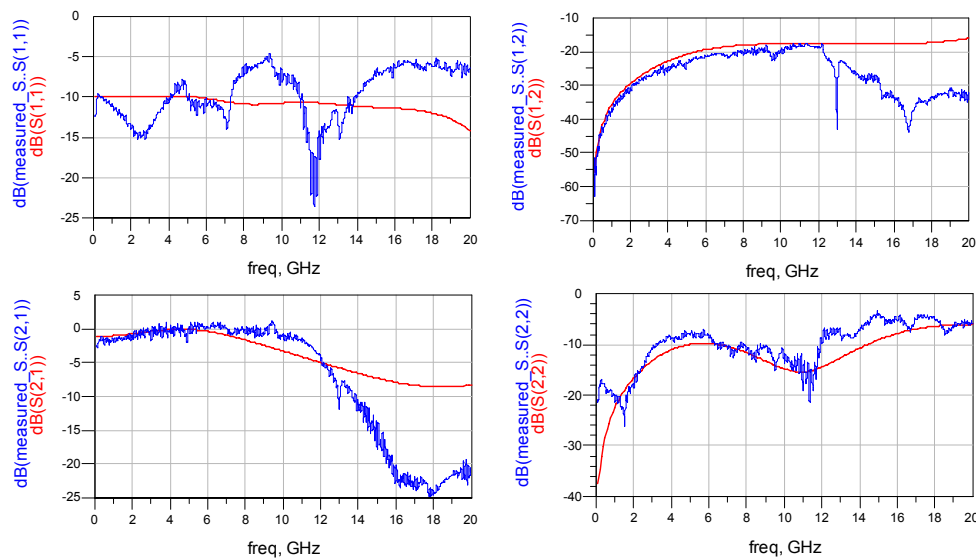
Figura 52: (a) Layout do circuito rectificador discreto e (b) circuito montado em base de latão

## 5.7.2 Caracterização Experimental

O regime de funcionamento do circuito será o limite da zona de corte do transistor, e a própria operação desejada é fortemente não-linear. Nestas condições a análise de comportamento em regime linear de pequeno sinal não dará uma indicação fiável de desempenho.

De facto, o próprio funcionamento do circuito levará a que a polarização do transistor varie em função da referência para a rectificação. Dada a incapacidade de adaptar o circuito para todas as condições de funcionamento, as malhas resistivas foram projectadas para apresentarem uma adaptação de entrada e saída para a polarização específica da Figura 50.

A Figura 53 representa os parâmetros S, simulados e medidos experimentalmente, nestas condições.

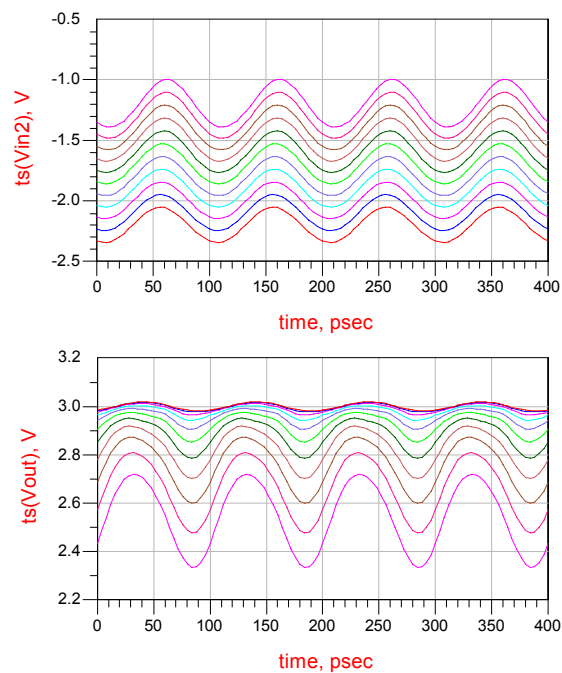


**Figura 53: Parâmetros S do circuito simulados (vermelho) e medidos (azul)**

As características do circuito implementado têm para esta polarização uma boa concordância com os resultados simulados, sendo a excepção o caso da adaptação de entrada que é mais fraca que o esperado.

É de notar que as resistências utilizadas na montagem são vulgares SMD (Surface Mount Device), não indicadas para frequências muito altas. Medições experimentais revelaram já a 3GHz um forte desvio do ideal numa resistência idêntica às utilizadas, sendo plausível que possíveis frequências de ressonância dentro da banda de sinal possam causar deteriorações na resposta esperada.

A melhor forma de avaliar qualitativamente o desempenho do circuito será no domínio temporal. Para o efeito foi simulada a resposta do circuito a uma sinusóide a 10GHz, fazendo variar a tensão na porta do transistor e, consequentemente, a referência de rectificação. A Figura 54 representa os resultados da simulação do circuito completo.



**Figura 54: Varrimento simulado da tensão de referência com uma entrada sinusoidal a 10GHz**

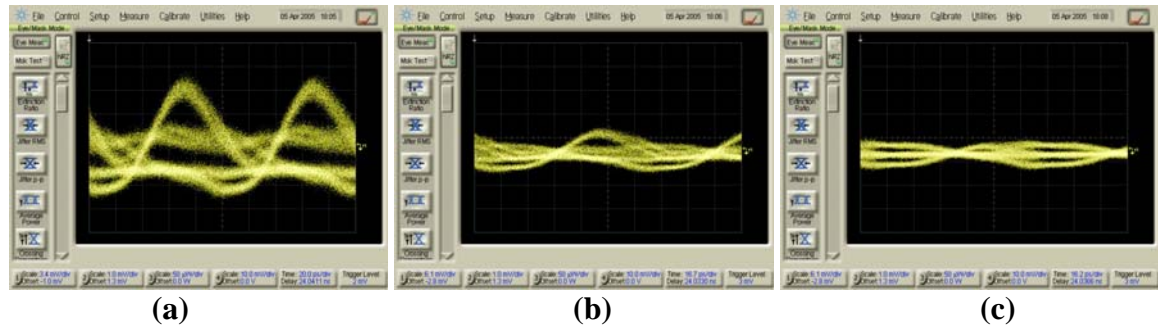
Alguns problemas são identificados directamente na Figura 54. O primeiro é a rectificação do sinal não ser perfeita, devido à transição não instantânea entre o estado de corte e condução do transistor.

Isto já era esperado das próprias características de funcionamento de um FET, e leva a que a parte da gama dinâmica que supostamente passaria incólume pelo circuito seja distorcida pelo ganho fortemente não linear do transistor nessa zona (função da amplitude instantânea do sinal).

Outro problema identificável na Figura 54 é a mudança de polarização do transistor em função da referência de rectificação. A componente DC à saída vai ser não só função do sinal rectificado, mas também função da queda de tensão na resistência de dreno, que por sua vez depende directamente da tensão aplicada na porta do transistor. Este desvio terá que ser obrigatoriamente compensado aquando da análise da componente DC do sinal rectificado.

O circuito implementado foi testado em laboratório, num sistema de transmissão óptico back-to-back, com o objectivo de observar o diagrama de olho do sinal rectificado. A Figura 55 representa 3 diagramas de olho para diferentes referências de rectificação.

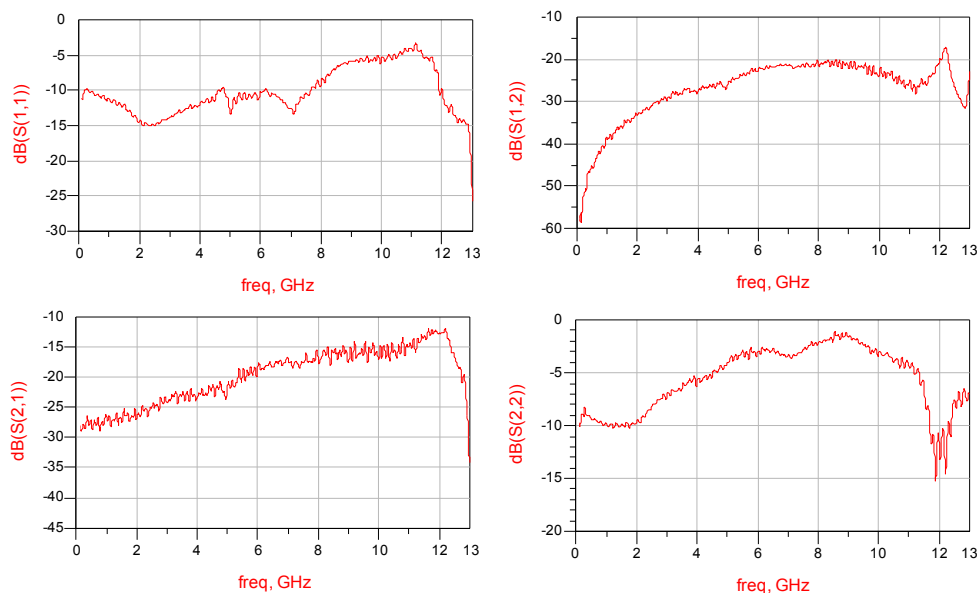




**Figura 55: Diagramas de olho à saída para um varrimento progressivo da tensão de referência com um sinal real na entrada**

A Figura 55 representa o sinal sem qualquer tipo de rectificação. Logo à partida observa-se uma forte distorção do diagrama de olho, explicada por uma forte desadaptação do circuito para esta zona de funcionamento.

Note-se que as adaptações da Figura 53 são válidas para uma polarização bem acima da zona de corte do transistor, e que com o circuito a funcionar com a tensão na porta perto de  $V_p$  estas adaptações vão degradar-se. A Figura 56 representa os parâmetros S medidos experimentalmente do circuito para uma polarização com  $V_{gs} = -1.50V$ , uma referência aceitável para rectificação neste transistor.



**Figura 56: Parâmetros S do circuito com  $V_{gs} = -1.5V$**

Apesar da adaptação de entrada não piorar significativamente, a adaptação de saída está a menos que -5dB em mais de metade da banda do sinal. Esta desadaptação será em princípio responsável pela distorção do sinal.

As Figura 55 (b) e (c) representam o sinal com um limiar de rectificação intermédio. Observa-se a rectificação do sinal, mas ainda sofrendo de distorção.

Outro problema, não imediatamente identificável nas figuras, é a fraca variação da componente DC do sinal rectificado, que será a medida a extrair do circuito. Este problema é mais uma vez motivado pelas características do transístor e pode ser previsto analisando a Figura 56.

O transístor polarizado perto da zona de corte tem muito pouco ganho, e apesar de a rectificação ser efectuada, mesmo a parte do sinal que não é cortada é fortemente atenuada. Embora teoricamente este não seja um problema óbvio, vai dificultar a monitorização por parte de eventuais conversores analógico-digitais e posterior processamento de dados.

### **5.7.3 Conclusão**

A implementação discreta efectuada sofre de alguns problemas passíveis de serem melhorados. Enquanto algumas características não ideais, como o desvio da componente DC da saída motivado pela mudança de polarização do transístor, eram esperadas e encaradas como compensáveis, a distorção do sinal provocada por desadaptação dos portos de entrada e saída pode ser melhor prevenida de raiz. Apesar de ainda estarem previstos mais testes a este circuito, especificamente com um sistema automático de variação de referência e obtenção do componente DC, esforços devem ser feitos para a realização de um circuito mais eficiente.

## 6 Filtros Transversais para Igualação Adaptativa

### 6.1 Simulações de Desempenho

#### 6.1.1 Características Óptimas

Estudado o algoritmo de controlo a ser utilizado no processo adaptativo, assim como o sinal de realimentação a ser utilizado como função objectivo, restam determinar as características óptimas que deverá ter um filtro transversal para cumprir a função de igualador num sistema de comunicações óptico.

Como já referido, o potencial desempenho de igualação está directamente relacionado com o número de tomadas disponíveis no filtro e o atraso temporal entre elas.

Mais especificamente, a gama de acção temporal directa do filtro resume-se a uma janela igual ao espaçamento entre a primeira e a última tomada. O efeito prático desta característica é a incapacidade do filtro de levar em conta no processo de igualação níveis de dispersão para lá deste limite.

Uma vez que o principal efeito da dispersão cromática sobre o sinal é provocar interferência inter-simbólica entre os bits transmitidos, torna-se conveniente expressar a janela de acção do filtro em função do número de bits que comporta, e que como tal pode compensar. Esta relação é expressa pela equação 41.

$$(N_{tap} - 1) \times \Delta T \geq N_{bit} \times T_{bit}$$

41

em que  $N_{tap}$  é o número de tomadas do filtro,  $\Delta T$  é o atraso temporal entre tomadas,  $N_{bit}$  é o número de bits cuja ISI provocada se pretende compensar e  $T_{bit}$  é o período de bit.

A equação 41 permite, em função do débito binário do sinal e do número de bits a compensar, especificar as características fundamentais do filtro (número de tomadas e atraso temporal). Mesmo fixando a gama de acção do filtro a escolha da relação entre o número de tomadas e o atraso temporal é em si importante para o desempenho do sistema.

Como já referido, um maior número de tomadas é desejável por aumentar a configurabilidade da resposta a impulso do filtro, sendo este parâmetro limitado apenas tecnologicamente no desenho do filtro.

Outro efeito expresso pela equação 41 e provocado pelo aumento do número de tomadas, é a redução do atraso temporal entre elas para a mesma janela temporal de acção, um efeito desejável dada a dificuldade em gerar atrasos temporais significativos a alta frequência. De facto, as actuais tecnologias disponíveis tornam o desenho de circuitos com mais de 7 tomadas e com linhas de atraso de valor superior a metade do período de bit extremamente difícil.

Fixando o número de bits cuja ISI provocada se pretende compensar em dois, a equação 41 permite especificar os atrasos mínimos entre as tomadas do filtro, em função do número de coeficientes, para que a janela de acção temporal do filtro abarque completamente a distorção provocada pelos dois bits adjacentes. Esta relação é descrita pela equação 42.

$$\Delta T \geq \frac{2 \times T_{bit}}{(N_{tap} - 1)} \quad 42$$

A utilização do filtro como compensador de ISI sugere uma estrutura com um número de tomadas ímpar. Uma estrutura deste tipo permite a utilização da tomada central como célula de ganho, enquanto um número simétrico de tomadas em torno da central assegura as mesmas capacidades de compensação tanto para ISI precursora como pós-cursora.

Conjugando a restrição de um número ímpar de tomadas com a equação 42, obtêm-se os atrasos mínimos entre tomadas, em função do número de tomadas, para que a janela temporal de acção do filtro abarque os dois bits adjacentes. Estas configurações são descritas na Tabela 2.

Nº de tomadas	Atraso entre tomadas
3	$T_{bit}$
5	$\frac{T_{bit}}{2}$
7	$\frac{T_{bit}}{3}$
N	$2 \frac{T_{bit}}{N - 1}$

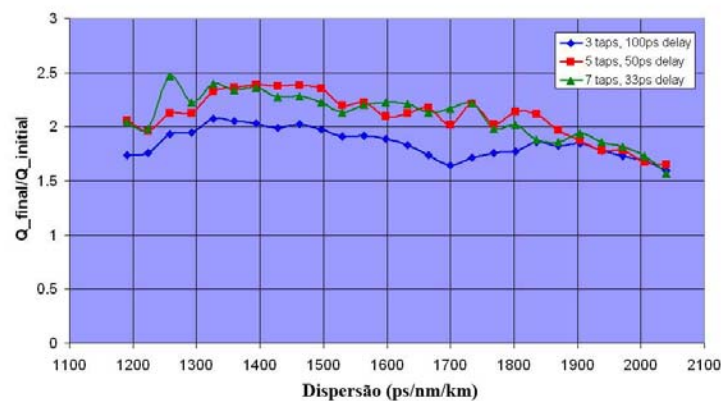
**Tabela 2: Configurações mínimas de filtros para compensação de 2 bits adjacentes**

O aumento do número de tomadas tornará em princípio o filtro mais eficiente, ao permitir maior flexibilidade na resposta a impulso possível de obter. Este aumento não será contudo indefinido, já que o desempenho de um filtro linear está em si limitado pelo efeito não linear da detecção directa do sinal.

Outra desvantagem do aumento do número de tomadas é o processamento acrescido requerido do algoritmo de optimização, e a maior probabilidade de este convergir para mínimos locais, ou simplesmente parar, em zonas de progressão lenta.

Para testar o desempenho de diferentes configurações de filtros transversais, recorreu-se à simulação dos sistemas de comunicação. É simulado um débito de transmissão de 10Gbit/s, distâncias de transmissão entre 70 e 120Km, e transmissão sobre fibra SSMF com um parâmetro  $D=17\text{ps/nm/km}$ . A fonte laser é simulada com largura espectral de 5MHz, e a portadora óptica gerada é modulada externamente com uma sequência pseudo-aleatória de comprimento  $2^9-1$ . A função objectivo utilizada para a optimização é o factor Q do sinal recebido.

A Figura 57 representa o ganho obtido no factor de qualidade em função da dispersão para um sinal a 10Gbit/s quando os vários filtros foram usados como igualadores controlados pelo algoritmo Simplex.

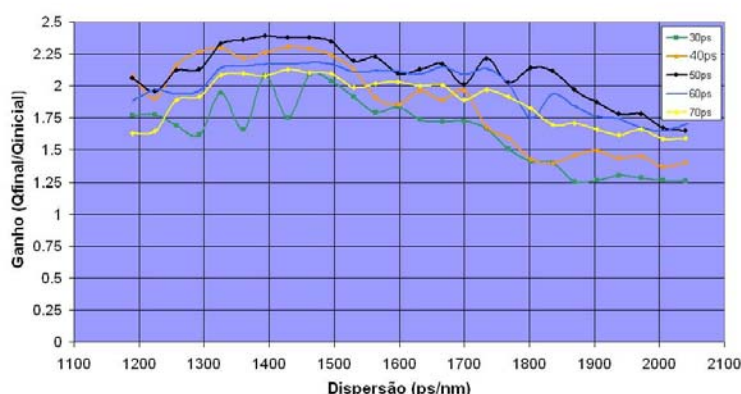


**Figura 57: Comparação de ganho obtido em função do nº de tomadas para uma janela de acção de 2 bits adjacentes**

É identificável uma melhoria no desempenho através do aumento do número de tomadas de 3 para 5. Por outro lado, o aumento de 5 para 7 tomadas não traz benefícios visíveis para a resposta

do sistema. Conclui-se que uma densidade temporal de 2 tomadas por cada bit que se pretenda compensar levará a uma maximização do desempenho, com a mínima complexidade do filtro.

Outra consequência da utilização de um número finito de tomadas para o filtro transversal, é o efeito que a localização temporal das tomadas de formatação de sinal em relação à tomada central de ganho tem no desempenho. A Figura 58 representa o ganho obtido no factor de qualidade utilizando filtros com 5 tomadas, mas com diferentes atrasos temporais entre tomadas.



**Figura 58: Ganho máximo alcançado no Q com um filtro transversal de 5 tomadas em função da dispersão e do atraso temporal entre tomadas para 10Gbit/s**

A análise dos resultados permite verificar que não existe uma relação linear entre o desempenho da igualação e o aumento do atraso entre tomadas, e identificar o atraso de 50ps como o que fornece melhores resultados. Isto é explicável por o atraso de 50ps, meio período de bit para um débito de 10Gbit/s, colocar os dois coeficientes extremos do filtro temporalmente coincidentes com o ponto de amostragem dos bits adjacentes ao que está a ser recebido (correspondendo ao coeficiente central).

Esta localização de tomadas coincidentes com os pontos de amostragem de bits adjacentes permitiria, num regime de transmissão linear, a anulação completa da ISI provocada por esses bits no ponto de amostragem do bit a receber, embora provavelmente piorando a interferência dos seguintes. A esta situação corresponderia o subconjunto de coeficientes coincidentes com a aplicação de um ZFE (Zero-Forcing Equalizer). Os coeficientes adicionais permitem então uma maior flexibilidade na formatação do sinal, e assim melhorar a resposta do ZFE base.

Apesar de o uso de detecção directa não permitir a especificação matemática de um ZFE, a localização de coeficientes coincidentes com os pontos de amostragem dos bits adjacentes continua a permitir um melhor cancelamento da ISI. A importância da localização relativa das

tomadas no desempenho leva à conclusão de que os atrasos descritos na Tabela 2, em função do número de tomadas, são não só os atrasos mínimos para a janela de acção do filtro abarcar os dois bits adjacentes, como são também os atrasos óptimos.

Outro resultado da análise da Figura 58 é a confirmação do impacto da janela de acção temporal do filtro no desempenho. Enquanto o desempenho obtido para valores de atraso superiores ao valor mínimo, meio período de bit neste caso, é pior que o óptimo pelas razões descritas acima, o uso de valores abaixo do atraso mínimo provoca uma maior deterioração do desempenho. Este efeito acrescido deve-se à janela temporal de acção, definida pelas tomadas extremas do filtro, não ser suficientemente larga para incluir os pontos de amostragem dos bits imediatamente adjacentes.

Com base nos resultados desta secção as simulações mais detalhadas de igualadores adaptativos baseados em filtros transversais, para sistemas de comunicação a 10 e 40Gbit/s, serão realizadas usando modelos com 5 tomadas e atrasos de meio período de bit entre elas.

### 6.1.2 Débito de 10Gbit/s

A simulação de um sistema de comunicação óptico com um débito de 10Gbit/s é realizada segundo o procedimento descrito no Anexo A. A Figura 59 representa o sistema simulado, assim como alguns dos parâmetros mais relevantes.

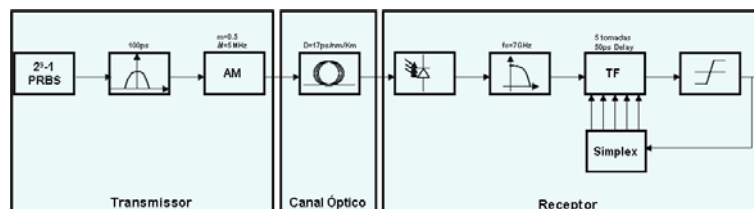


Figura 59: Esquema das simulações para 10Gbit/s

É usada uma sequência pseudo aleatória de comprimento  $2^9-1$  como sinal de teste, e o gerador de impulsos cria impulsos rectangulares com 100ps.

O bloco AM efectua modulação em amplitude de uma portadora óptica gerada internamente com profundidade de modulação 0.5. A largura de linha da portadora óptica considerada para as simulações foi de 5MHz.

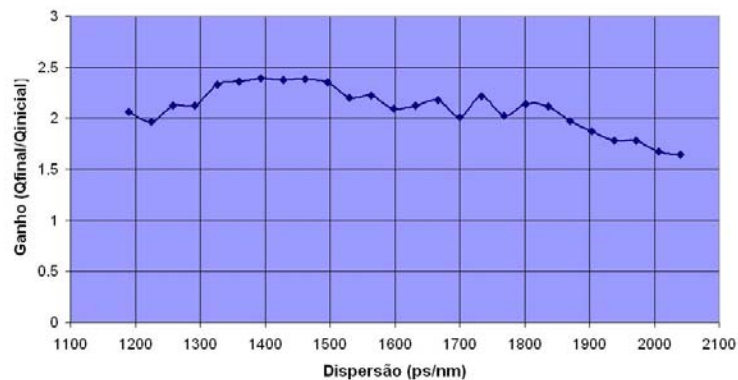
O bloco correspondente ao canal óptico inclui apenas um modelo de fibra óptica, caracterizada através da sua função de transferência linear. Sendo o objectivo da simulação caracterizar a

capacidade de compensação de ISI provocada por dispersão cromática, além de não terem sido considerados efeitos de propagação não linear, também não foi considerada atenuação na fibra. Evita-se assim a inclusão de amplificadores ópticos nas simulações de modo a superar as grandes distâncias necessárias para atingir níveis altos de dispersão, e isola-se o efeito da dispersão do ruído óptico que seria introduzido no sistema.

Um efeito imediato desta aproximação é que a distância máxima de transmissão obtida nas simulações será ligeiramente optimista, não por exagero na capacidade de compensação do filtro, mas por não ser incluída a degradação esperada do sinal devida a ruído óptico dos amplificadores.

O receptor simulado inclui um detector quadrático, seguido por um filtro de Bessel de 3ª ordem com frequência de corte de 7GHz. O filtro transversal utilizado, e de acordo com a última secção, é caracterizado por 5 tomadas e um atraso entre cada de 50ps. As tomadas do filtro são controladas pelo algoritmo Simplex, sendo a função objectivo o factor de qualidade estimado pelo módulo de recuperação de dados.

Estas foram também as condições de simulação para testes aos algoritmos. A Figura 60 repete por conveniência o ganho obtido no factor de qualidade em função da dispersão, com o filtro igualador controlado pelo algoritmo Simplex, como já descrito.



**Figura 60: Ganho obtido no factor de qualidade**

Ao longo de quase toda a gama de dispersão considerada, o processo de compensação permite aumentar o factor de qualidade por um factor superior a 2. Enquanto que no caso da comparação de algoritmos o ganho obtido é uma medida apropriada, que traduz o desempenho obtido na optimização, o ganho só por si não é indicativo do desempenho do sistema quanto às principais



características que definem a qualidade de um sistema de comunicação digital óptico: a distância de transmissão e a BER.

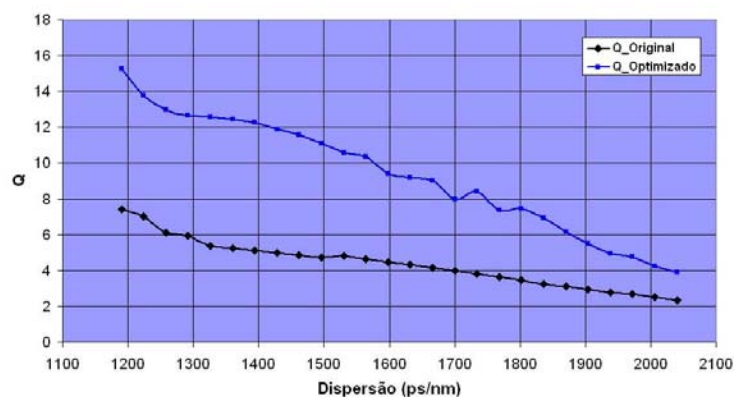
O factor de qualidade de um sinal pode ser utilizado para estimar a BER do sistema utilizando a equação 30. A aproximação que leva à equação 30 é correcta na presença de ruído gaussiano dominante, mas como já referido não é completamente correcta no caso de sistemas ópticos com ISI provocada por dispersão cromática.

A ISI sobre o bit recebido é dependente dos bits adjacentes. Isto leva a uma distribuição dos valores amostrados não gaussiana, mas sim com fortes máximos, correspondentes aos padrões de interferência provocados pelas várias combinações de bits recebidos consecutivamente.

O carácter transitório destes padrões de interferência leva a que a BER calculada através da equação 30, que assume uma distribuição gaussiana para as amostras, seja sobrestimada.

O valor de  $Q$  que através da equação 30 produz uma BER de  $10^{-9}$  é  $Q=6$ , e será usado na análise do resultado das simulações como valor mínimo para o desempenho aceitável do sistema. Tenha-se contudo em mente que os resultados serão sub-estimados, e que as distâncias de transmissão obtidas na realidade serão em princípio maiores para uma BER de  $10^{-9}$  medida através do método de Monte-Carlo.

A Figura 61 representa a variação do factor de qualidade com a dispersão presente no sistema, para o sistema não compensado e usando o filtro adaptativo.

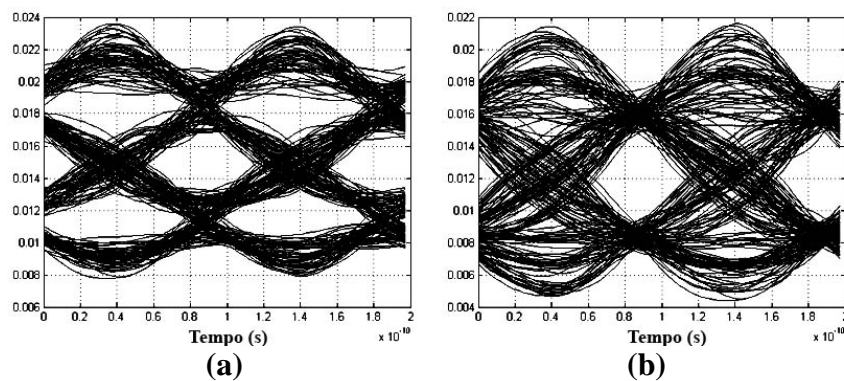


**Figura 61: Variação do factor de qualidade com a dispersão**

Se nenhum tipo de compensação for utilizado, o factor de qualidade do sinal desce abaixo de 6 para um nível de dispersão de aproximadamente 1280ps/nm. O uso do igualador adaptativo baseado no filtro transversal aumenta este limite de dispersão para aproximadamente 1880ps/nm.

O efeito da compensação traduz-se num aumento de 45% na distância máxima de transmissão, de 75km originalmente para 110km. É de referir que esta distância máxima de transmissão serve apenas de referência para um sistema não compensado, sendo a medida principal do desempenho do igualador a melhoria introduzida de 600ps/nm na tolerância do sistema a dispersão cromática. Este aumento de tolerância pode ser usado não só para aumentar o alcance de sistemas não compensados, como também nas situações descritas na secção 3.3.

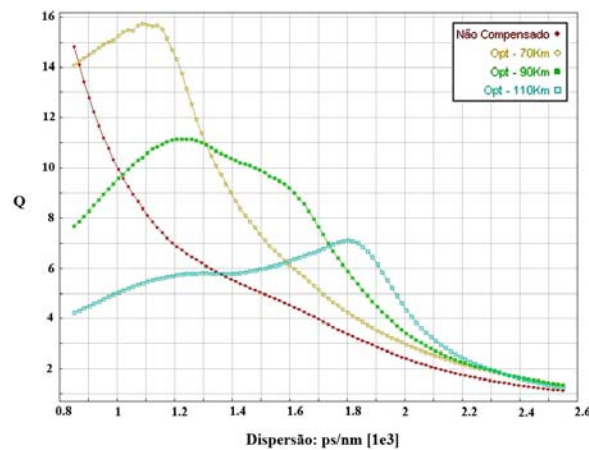
A Figura 62 representa os diagramas de olho do sinal recebido, no caso do sistema compensado e quando o filtro adaptativo é utilizado, para uma distância de transmissão de 100km, equivalente a 1700ps/nm de dispersão.



**Figura 62: Diagramas de olho (a) original e (b) compensado para 100km a 10Gbit/s**

Neste caso o factor de qualidade do sinal recebido aumentou de  $Q=4$  para  $Q=8$ .

Outra caracterização de possível interesse é a sensibilidade do igualador, quando não adaptativo, a variações em dispersão. A Figura 63 representa a resposta do sistema com a dispersão, usando 3 igualadores com coeficientes fixos e otimizados para um valor específico de dispersão.



**Figura 63: Sensibilidade do igualador não adaptativo a variações em dispersão**

Os 3 conjuntos de coeficientes foram calculados para distâncias de 70, 90 e 110km. A Figura 63 permite verificar que qualquer um dos conjuntos de coeficientes utilizados resulta numa melhoria sobre o sistema não compensado para a maior parte da gama de dispersão considerada.

Este tipo de comportamento sugere a possibilidade de uso de filtros transversais num esquema não completamente adaptativo. De facto, se ao invés de o igualador ser usado para obter o desempenho máximo possível for estabelecido um patamar mínimo aceitável, o processo de compensação pode ser bastante simplificado.

Neste caso, e conforme a Figura 63, o conjunto de coeficientes otimizados para uma distância de 110km permite manter o factor de qualidade acima de 6 em praticamente toda a gama útil de acção do filtro\*. Este comportamento permitiria o uso deste igualador num sistema cujo único requisito fosse uma BER de  $10^{-9}$  sem qualquer tipo de adaptabilidade, simplesmente comutando o seu funcionamento quando o factor Q do sistema não compensado descer abaixo de 6.

### 6.1.3 Débito de 40Gbit/s

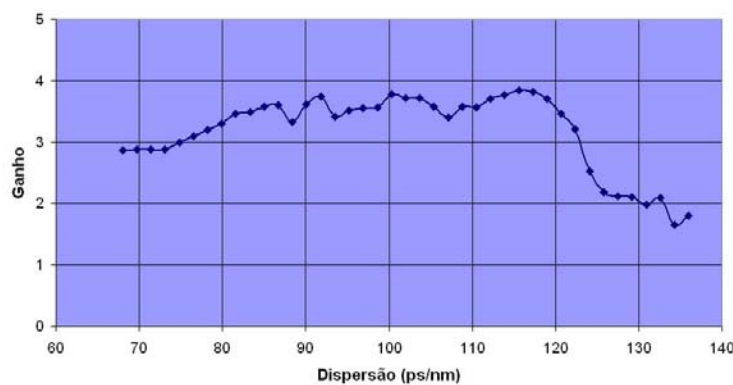
As simulações para um sistema com débito de transmissão de 40Gbit/s seguem as mesmas condições, especificadas na secção anterior, para os parâmetros gerais do sistema não relacionados com o débito. A Figura 59 representa simbolicamente o esquema simulado, a menos dos valores para os parâmetros mais significativos, que foram alterados para a simulação de débitos de 40Gbit/s.

\* Dado o critério de qualidade mínima aceitável para o sistema ter sido considerado um factor de qualidade mínimo de  $Q=6$  para o sinal recebido, entenda-se por gama útil de acção do filtro a gama de valores de dispersão para os quais o filtro consegue, com o seu desempenho máximo, elevar o factor Q do sinal acima de  $Q=6$ . Fora desta gama considera-se que o filtro, apesar de melhorar o factor Q, é inútil ao não manter a qualidade do sinal acima das especificações mínimas.

Quando comparadas com as simulações para 10Gbit/s, as diferenças no sistema de transmissão e recepção estão directamente relacionadas com o débito binário. Os impulsos são gerados no transmissor com 25ps de período, correspondentes a um débito de 40Gbit/s, e a largura de banda do filtro de Bessel no receptor é ajustada para 30GHz. A largura de linha da fonte óptica foi mantida igual a 5MHz.

O filtro transversal simulado segue as especificações óptimas deduzidas anteriormente, 5 tomadas espaçadas de 12.5ps correspondentes a meio período de bit. O sinal de realimentação utilizado pelo algoritmo Simplex que controla o filtro continua a ser o factor de qualidade estimado do sinal recebido.

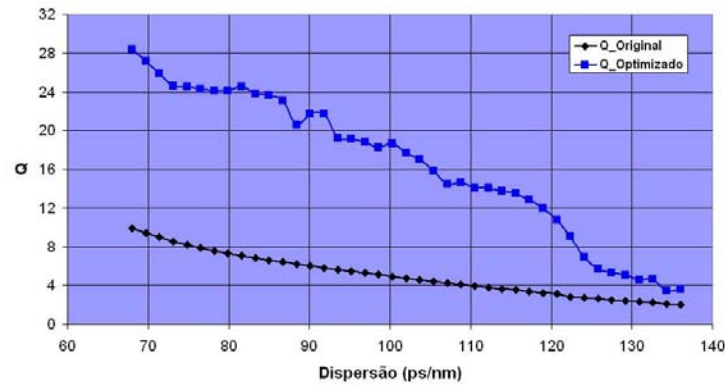
A Figura 64 representa o ganho obtido no factor de qualidade estimado em função da dispersão presente no sistema.



**Figura 64: Ganho obtido no factor de qualidade**

O ganho obtido é bastante superior ao do caso de 10Gbit/s em praticamente em toda a gama útil de acção do filtro. Esta resposta do ganho não se traduz contudo numa maior aumento relativo da dispersão admissível quando comparado com o sistema a 10Gbit/s. Esta característica pode ser inferida através da queda acentuada do ganho na Figura 64 para valores altos de dispersão.

Esta degradação do desempenho do igualador para altos valores de dispersão, e consequente limitação na quantidade máxima admissível de dispersão, é melhor percebida analisando a Figura 65.

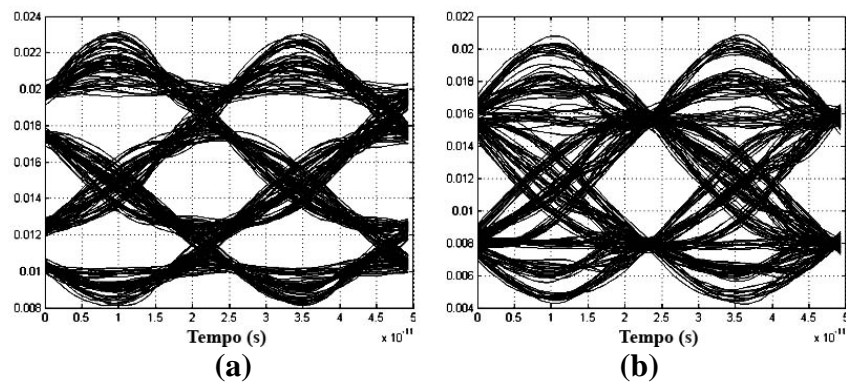


**Figura 65: Variação do factor de qualidade com a dispersão**

Apesar de para valores de dispersão temporal até aproximadamente 115ps o igualador elevar o factor de qualidade do sinal para valores muito mais altos, uma queda acentuada no factor de qualidade do sinal igualado limita a dispersão máxima tolerada no sistema.

Enquanto que para um débito de 10Gbit/s o uso do igualador permite um aumento de 45% na máxima dispersão admissível no sistema, o igualador no sistema a 40Gbit/s permite apenas uma melhoria de 39%, aumentando o limite de dispersão de 90ps/nm para 125ps/nm. Para fibras SSMF esta melhoria traduz-se num aumento da máxima distância de transmissão do sistema de 5.3km para 7.4km.

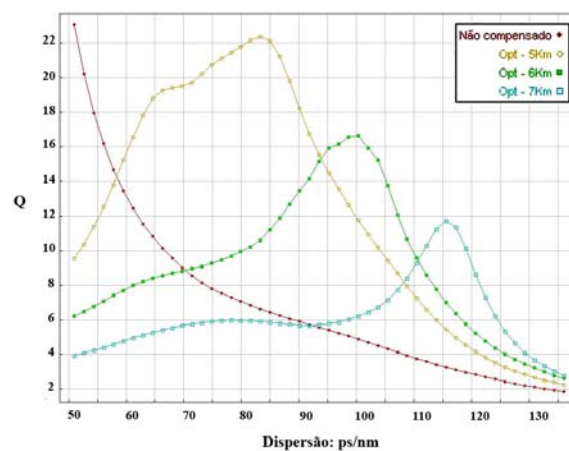
Estas curtas distâncias de transmissão evidenciam a necessidade do uso de sistemas de compensação óptica de dispersão em sistemas com débitos de 40Gbit/s. Os igualadores eléctricos podem então ser usados como mecanismos auxiliares na compensação de dispersão residual.



**Figura 66: Diagramas de olho (a) original e (b) compensado para 6km a 40Gbit/s**

A Figura 66 representa os diagramas de olho dos sinais recebidos original e compensado para uma distância de transmissão de 6km, correspondente a 102ps/nm utilizando SSMF. A redução na variação do sinal no ponto de amostragem óptimo é evidente, sendo o factor de qualidade neste caso aumentado de 4.8 para 17.8.

A sensibilidade do igualador com coeficientes fixos a variações em dispersão foi também estudada e representa-se na Figura 67.



**Figura 67: Sensibilidade do igualador não adaptativo a variações em dispersão**

São representadas as curvas correspondentes aos casos de um sistema sem qualquer tipo de compensação, e a 3 sistemas com o igualador fixo e otimizado para 5, 6 e 7km de transmissão. É evidente na figura um comportamento semelhante ao observado para o sistema a 10Gbit/s, com a excepção da maior amplitude das curvas referentes aos sistemas compensados, que retrata o maior ganho obtido pela compensação dentro da gama útil.

Também neste caso se observa que o conjunto de coeficientes do filtro utilizado para uma distância de transmissão de 7km consegue manter o factor de qualidade acima de  $Q=6$  em praticamente toda a gama útil de acção do igualador. Este comportamento reforça a possibilidade de uso de filtros transversais como igualadores não adaptativos em sistemas de comunicação em que apenas se exige um nível mínimo de desempenho.

#### **6.1.4 Conclusão**

A compensação do efeito da dispersão cromática através de FFEs por optimização do factor de qualidade do sinal recebido foi estudada, e as características do filtro transversal que optimizam a relação complexidade/desempenho foram determinadas para a compensação do efeito dos dois bits imediatamente adjacentes.

As simulações efectuadas prevêem um desempenho razoável do FFE para valores de dispersão relativamente baixos quando comparados com a capacidade de métodos de compensação no domínio óptico, reforçando a ideia que a compensação eléctrica será de maior utilidade quando usada em conjunção com estas técnicas.

O uso dos filtros transversais especificados neste capítulo trará, teoricamente, um aumento de 45% na tolerância a dispersão para um sistema típico a operar a um débito de 10Gbit/s, e um aumento de 39% para um sistema com um débito de transmissão de 40Gbit/s.

Esta estimativa do desempenho baseia-se contudo em modelos ideais para os filtros, e não considera a influência do ruído eléctrico e óptico assim como outras não-idealidades no desempenho do sistema.

Especificadas as características óptimas para filtros transversais como igualadores em sistemas de comunicação ópticos, foram implementados protótipos para débitos de 10 e 40Gbit/s.

Os protótipos foram desenhados pelo Mestre Miguel Ângelo Madureira, sendo parte integrante do trabalho efectuado com vista à elaboração da sua tese de Doutoramento em Engenharia Electrotécnica pela Universidade de Aveiro. Um resumo da implementação do filtro para débitos de 10Gbit/s, o único a ser testado no âmbito desta dissertação, pode ser encontrado em anexo.

## **6.2 Testes Práticos – Débito de 10 Gbit/s**

### **6.2.1 Configuração Experimental**

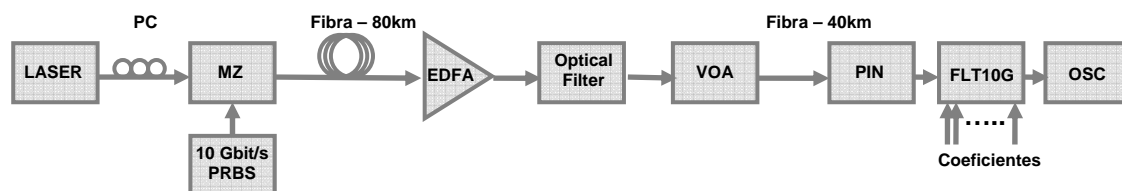
Os testes laboratoriais ao desempenho do filtro FLT10G foram efectuados recorrendo a configurações experimentais que visam emular uma situação real de transmissão a longa distância sem repetidores. Mais concretamente, pretende-se emular um sistema de transmissão sobre fibra óptica em que o efeito da dispersão cromática seja o factor limitativo do seu desempenho.

O objectivo dos testes laboratoriais é verificar, e se possível quantificar, as capacidades igualadoras de dispersão cromática do filtro transversal desenvolvido. Para o efeito não é utilizado nas configurações experimentais qualquer elemento compensador de dispersão adicional, quer óptico quer eléctrico, de modo a quantificar o desempenho absoluto do filtro.

A principal implicação desta aproximação é que não foram efectuados testes à capacidade de compensação de dispersão residual, resultante de outras situações já mencionadas, como sejam sistemas WDM imperfeitamente compensados com DCF, ou o efeito de desadaptação entre fibras de transmissão e compensação em sistemas monocal de elevada distância de transmissão.

Testes laboratoriais desta natureza implicariam uma complexidade acrescida e não seriam possíveis de realizar com o equipamento disponível. As capacidades de compensação de dispersão residual são no entanto confirmadas implicitamente pelo desempenho do igualador no sistema emulado, dado que o efeito de dispersão residual no sinal recebido será também o de interferência inter-simbólica. Fica a faltar no entanto uma avaliação quantitativa do desempenho do igualador nestas condições.

A configuração básica utilizada em laboratório para uma distância de transmissão de 80km é descrita pela Figura 68.



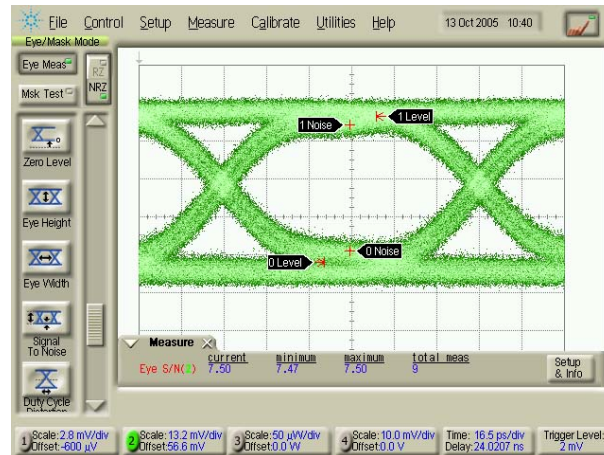
**Figura 68: Configuração Experimental para o filtro FLT10G**

O transmissor é constituído por um laser, seguido de um controlador de polarização, que gera a portadora óptica. A portadora é então aplicada à entrada de um modulador em Niobato de Lítio, baseado na estrutura de um interferómetro de Mach-Zehnder.

É utilizada uma sequência pseudo-aleatória com débito de 10Gbit/s para modular a portadora óptica. A sequência é obtida através de um gerador de dados, e aplicada aos braços do modulador com níveis apropriados à gama dinâmica do dispositivo.

A Figura 69 representa o diagrama de olho obtido pelo osciloscópio detectando o sinal imediatamente à saída do modulador.





**Figura 69: Diagrama de olho na saída do modulador**

São notadas algumas imperfeições já à saída do modulador. O diagrama de olho apresenta algum jitter, ruído, e mesmo interferência inter-simbólica. O modulador utilizado sofre de variações razoavelmente elevadas no seu ponto de polarização óptimo (ponto de quadratura) causadas por variações na sua temperatura de funcionamento, sendo necessário ajustar periodicamente as tensões contínuas aplicadas aos seus braços.

Para a polarização do modulador utilizada na obtenção da Figura 69 o diagrama de olho resultante do sinal apresenta um factor de qualidade medido pelo osciloscópio de 7.50.

De seguida é utilizado um troço de 80 km de fibra SMF com valor nominal de parâmetro de dispersão  $D=17\text{ps/nm}$ . A transmissão sobre estes 80km de fibra é inteiramente suportada pela potência injectada no transmissor, seguindo-se um amplificador óptico que actua como um andar de pré-amplificação óptica antes da receção.

Em conjugação com o EDFA é utilizado um filtro óptico, sintonizado com o comprimento de onda de emissão do laser, para filtrar o ruído de emissão espontânea amplificado (ASE – Amplified Stimulated Emission) gerado pelo EDFA fora da banda do sinal.

Após o filtro óptico é utilizado um atenuador óptico variável (VOA – Variable Optical Attenuator), que inclui um medidor de potência em série no percurso. Este dispositivo permite monitorizar e alterar a potência óptica à saída do filtro de modo a controlar a potência óptica no receptor.

O sinal é então detectado num receptor baseado num foto-díodo PIN, e aplicado ao filtro FLT10G. O sinal à saída do filtro é por fim visualizado num osciloscópio de alta largura de banda. A Tabela 3 indica a potência óptica medida nalguns pontos do sistema.

Ponto de medição	Potência óptica medida
Saída do laser (indicada na fonte)	9 dBm
Entrada da fibra (pós-modulador)	-0.80 dBm
Entrada do EDFA (80km)	-21 dBm
Saída do VOA (aplicado ao detector)	-3.2 dBm

Tabela 3: Balanço de potência para a configuração experimental de 80km

A Figura 70 representa o diagrama de olho do sinal detectado após os 80km de fibra, assim como o esperado por simulação para estas condições.

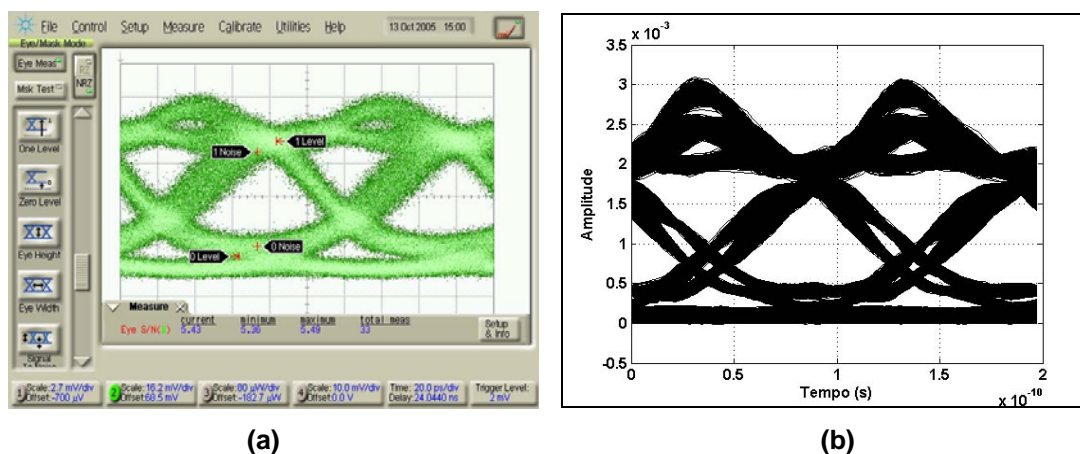


Figura 70: (a) Diagrama de olho experimental após 80km de transmissão sobre fibra SMF e (b) esperado por simulação

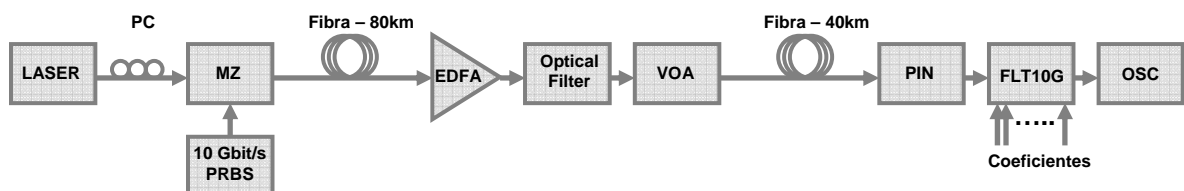
No diagrama de olho do sinal detectado após 80km é imediatamente visível o efeito de dispersão cromática na fibra. Os padrões de interferência provocados pelo espalhamento temporal de símbolos adjacentes são perfeitamente visíveis, provocando degradação a vários níveis na qualidade do sinal recebido, como sejam a redução da abertura vertical e horizontal do diagrama de olho.

O diagrama de olho da Figura 70 (a) é bastante fiel ao esperado por simulação, e representado na Figura 70 (b), para a mesma distância de transmissão e para as mesmas condições. A diferença fundamental para os diagramas de olho representados noutras secções, e obtidos por simulação, é a óbvia falta de simetria horizontal provocada pela utilização de uma profundidade de modulação bastante alto no modulador.

A motivação para o uso nos testes prático de um índice de modulação mais alto, quando comparado com as simulações, é reforçar a relação sinal/ruído do sinal detectado. Contudo, o desempenho previsto do filtro ideal como igualador é mais alto quando utilizado um índice de modulação baixo o suficiente para manter a simetria horizontal do sinal após detecção quadrática.

O diagrama de olho da Figura 70 (a) apresenta um factor de qualidade de 5.4 medido automaticamente pelo osciloscópio.

Para aumentar a distância de transmissão foram introduzidas algumas modificações à configuração inicial. A Figura 71 representa a configuração experimental para transmissão a 120km.



**Figura 71: Configuração experimental para transmissão a 120km**

Em relação à configuração anterior, são introduzidos mais 40km de fibra SSMF entre o VOA e o fotodíodo PIN. Nesta configuração o EDFA não actua como um pré-amplificador óptico no receptor, mas sim como um amplificador de linha.

O EDFA compensa as perdas introduzidas no percurso de propagação, e permite um nível de potência óptica aceitável para detecção no final do percurso completo de 120km. Torna-se desnecessário quer o uso de outro amplificador óptico no percurso, para aumentar o nível do sinal óptico recebido, quer o uso de um pré-amplificador eléctrico antes do filtro transversal.

O VOA, inserido após o filtro óptico, permite controlar a potência à entrada do último troço de 40km de fibra, e assim indirectamente controlar a potência incidente sobre o foto-díodo.

A Tabela 4 representa o balanço de potência para a configuração experimental de transmissão a 120km.

Ponto de medição	Potência óptica medida
Saída do laser (indicada na fonte)	9 dBm
Entrada da fibra (pós-modulador)	-0.80 dBm
Entrada do EDFA (80km)	-21 dBm
Saída do VOA	5.6 dBm
Saída da fibra (120km – detecção)	-5.2 dBm

Tabela 4: Balanço de potência para a configuração experimental de 120km

A Figura 72 representa o diagrama de olho na recepção após o percurso total de 120km.

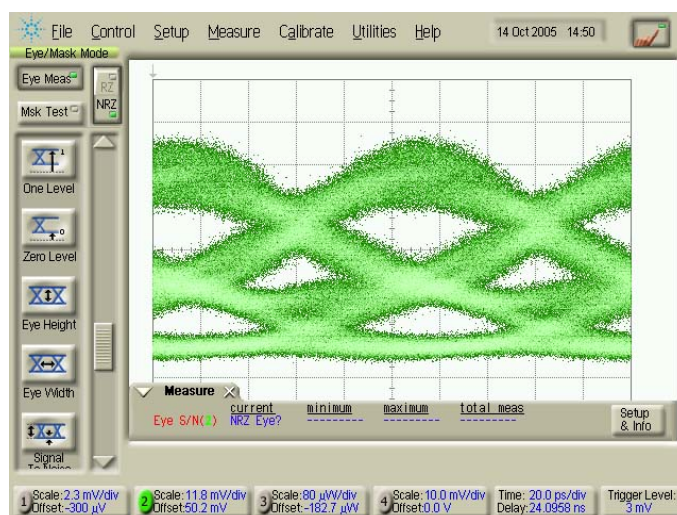


Figura 72: Diagrama de olho na recepção após 120km de propagação

O efeito da degradação devida a dispersão cromática introduzida nos 40km adicionais, em relação ao diagrama de olho para 80km da Figura 70 (a), é perfeitamente visível. A abertura vertical do olho é bastante reduzida, existindo mesmo outras zonas provocadas por fortes padrões de interferência passíveis de serem confundidas com os instantes de amostragem óptimos.

A distorção introduzida pelo efeito de dispersão cromática impediu o osciloscópio de identificar correctamente a abertura de olho e ponto de amostragem óptimo, tornando impossível uma medição automática do factor de qualidade.

### 6.2.2 Resultados Experimentais – Controlo Manual

Os primeiros testes laboratoriais ao desempenho do filtro FLT10G foram realizados recorrendo à configuração descrita na secção anterior para uma distância de transmissão de 80km, e ajustando as tensões aplicadas às tomadas do filtro manualmente com base no diagrama de olho observado no osciloscópio.

Para este efeito foi utilizado um interface de controlo baseado num microcontrolador, em conjunto com um interface gráfico em ambiente Matlab. O interface de controlo permite ao utilizador especificar o valor dos 5 coeficientes finais a aplicar numa gama de valores normalizada entre -1 e 1. As tensões correspondentes às 10 entradas correspondentes no filtro FLT10G<sup>\*</sup> são automaticamente calculadas e aplicadas. Este método de ajuste dos coeficientes é detalhado no apêndice C.

A Figura 73 (b) representa o sinal recebido depois de compensado pelo filtro FLT10G com os coeficientes ajustados manualmente. A Figura 73 (a) repete, por conveniência, o diagrama original do sinal à entrada do filtro após 80km de propagação.

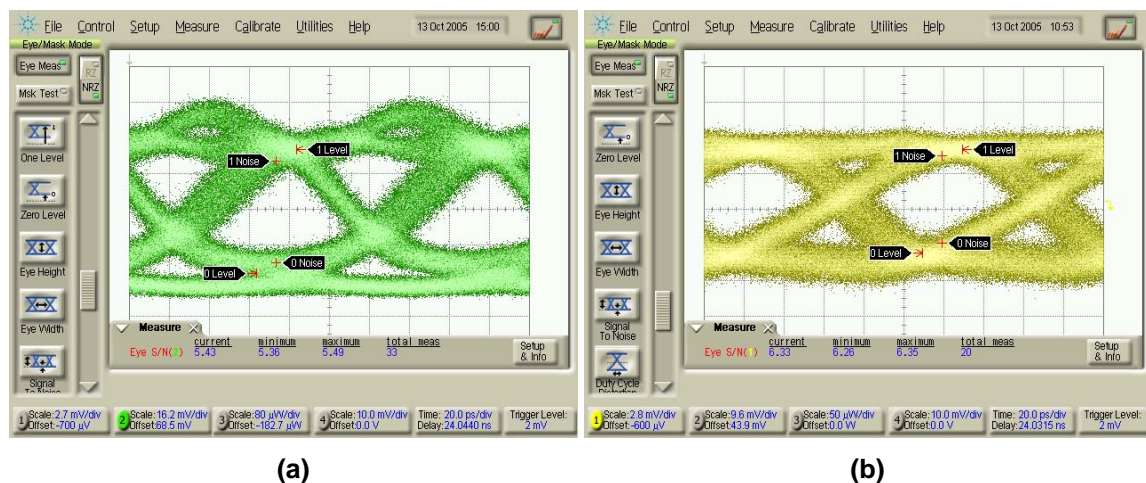


Figura 73: (a) Diagrama de olho original (b) 80km compensados com o filtro FLT10G

O efeito mais visível é a restauração do diagrama de olho a uma forma mais similar ao diagrama original obtido à saída do modulador. Embora ainda seja visível algum ruído e interferência entre símbolos no instante de decisão, os padrões de interferência característicos provocados por dispersão cromática, e dependentes da sequência recebida, não são visíveis no sinal igualado.

<sup>\*</sup> A topologia do filtro FLT10G pode ser consultada no Apêndice B



Uma consequência imediata é o sinal igualado apresentar uma maior abertura de olho vertical no instante de decisão, identificado pelos marcadores na Figura 73 (b). Esta maior abertura vertical reflecte uma menor interferência entre símbolos, e diminui a probabilidade de erro de decisão.

É visível também uma maior abertura horizontal do diagrama de olho. O efeito principal desta maior abertura horizontal, e sobretudo da forma menos abrupta do seu decaimento com a variação do limiar de decisão, é uma insensibilização do receptor a desvios na sincronização com o ponto de amostragem óptimo do sinal. Os requisitos de sincronismo no receptor serão bastante menores na recepção do sinal igualado do que na recepção do sinal original.

O factor de qualidade medido pelo osciloscópio no sinal à entrada do filtro é de 5.4. O ajuste manual do filtro FLT10G aumenta este valor para 6.4. As simulações conduzidas ao desempenho de um filtro ideal, e descritas em secções anteriores, indicam uma melhoria substancialmente mais elevada no factor de qualidade do sinal recebido (de  $Q=5.5$  para  $Q=12$  com 80km de transmissão), mas é contudo necessário ter em conta as condições iniciais dos testes práticos. O factor de qualidade à saída do modulador é de apenas 7.5, pelo que a acção igualadora do filtro FLT10G, apesar de numericamente inferior às simulações, é altamente eficiente para a configuração experimental utilizada.

Dados os bons resultados conseguidos com uma distância de transmissão de 80km, foi tentado o ajuste manual dos coeficientes do filtro FLT10G para uma distância de transmissão maior. Para o efeito foi utilizado a configuração para 120km de propagação já descrita na secção anterior.

A Figura 74 (b) representa o diagrama de olho após 120km de propagação à saída do filtro FLT10G ajustando os seus coeficientes manualmente. A Figura 74 (a) repete por conveniência o diagrama de olho à entrada do filtro, já representado na Figura 72.

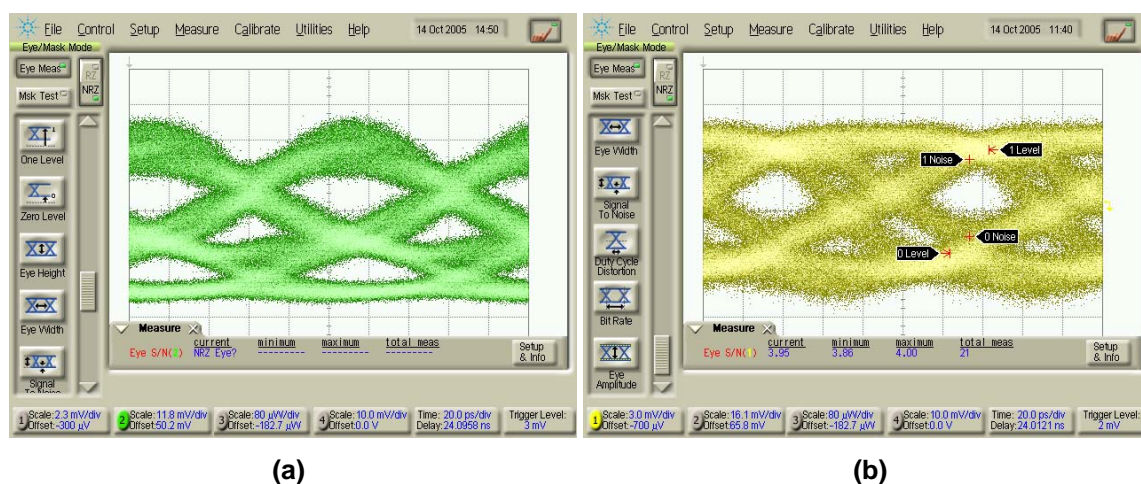


Figura 74: Figura: (a) Diagrama de olho original (b) 120km compensados com o filtro FLT10G

Como já mencionado, a distorção introduzida no sinal pelo efeito de dispersão cromática é muito pronunciada. O diagrama de olho à entrada do filtro, representado na Figura 74 (a), tem uma abertura vertical muito reduzida, e os padrões de interferência são tão fortes que impossibilitam o osciloscópio de automaticamente determinar o ponto de amostragem correcto, e assim medir o factor de qualidade do sinal. A calibração manual do ponto de amostragem no osciloscópio permite medir o factor de qualidade máximo na abertura correcta do diagrama de olho como sendo aproximadamente 2.1.

A acção igualadora do filtro FLT10G é evidente na Figura 74 (b). Analogamente ao caso verificado para transmissão sobre 80km existe uma reformatação do sinal, se bem que não tão perfeita. Os padrões de interferência que provocam quer os overshoots, visíveis no extremo superior da gama dinâmica do sinal, quer a redução da abertura do olho, são bastante reduzidos pela acção do filtro.

A abertura do diagrama de olho do sinal igualado, além de facilmente identificada sem qualquer ambiguidade, é relativamente bastante maior quer vertical quer horizontalmente. Este efeito traduz-se nas já referidas vantagens de menor probabilidade de erro e insensibilização a falhas de sincronização com o instante de amostragem óptimo no receptor.

O factor de qualidade medido pelo osciloscópio para o sinal igualado é de 4, praticamente o dobro do factor de qualidade do sinal não igualado, e exactamente o previsto por simulação na secção 6.1.2., Figura 61, para estas condições de dispersão.

Conclui-se que apesar de uma sobrestimação dos resultados simulados para condições de dispersão não muito forte, principalmente provocados por não serem consideradas imperfeições logo no transmissor (o factor de qualidade back-to-back é de apenas 7.5), os resultados previstos por simulação para o desempenho do filtro são bastante fiáveis em condições onde a dispersão cromática é a causa dominante de distorção.

### **6.2.3 Resultados Experimentais – Controlo Automático**

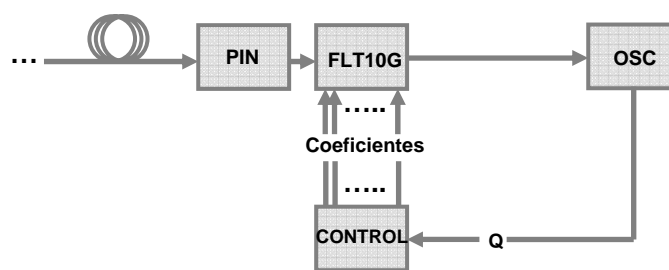
O ajuste manual das tensões aplicadas às tomadas do filtro FLT10G permite confirmar as suas capacidades como compensador de dispersão cromática, embora não existam garantias de que as suas potencialidades sejam aproveitadas ao máximo.

O controlo automático dos coeficientes do filtro baseado num parâmetro de qualidade a otimizar, apesar de também não garantir a maximização das potencialidades da estrutura do filtro transversal como igualador, confere um grau de adaptabilidade altamente desejável ao igualador e uma acção independente de intervenção humana.

O controlo adaptativo do filtro FLT10G é conseguido implementando o método já simulado em secções anteriores. O parâmetro do sinal recebido a otimizar é o factor de qualidade do sinal, medido por um osciloscópio à saída do filtro e realimentado para um circuito de controlo. O circuito de controlo implementa um algoritmo encarregue de automaticamente otimizar o factor de qualidade medido variando a tensão aplicada às tomadas do filtro.

O algoritmo escolhido para a optimização multidimensional dos coeficientes do filtro é o Simplex, detalhadamente descrito na secção 4.4.1.

O algoritmo foi implementado num microcontrolador, embebido numa placa de controlo com toda a electrónica adicional necessária para o controlo do filtro. A placa de controlo e as suas funcionalidades é descrita no apêndice C. A configuração adaptativa do filtro FLT10G é representada na Figura 75.



**Figura 75: Configuração adaptativa para o filtro FLT10G**

A configuração adaptativa da Figura 75 é comum às duas configurações experimentais para 80 e 120km de transmissão. Existirão contudo diferenças entre as duas montagens, essencialmente na inicialização do algoritmo Simplex, de modo a garantir e otimizar a convergência do controlo.

A inicialização do algoritmo consiste na formação de uma figura geométrica com cinco dimensões, cujos seis vértices são possíveis vectores de cinco coeficientes normalizados entre -1 e 1.

O caso base considerado na implementação do Simplex no microcontrolador é um vector de 5 coeficientes, em que um deles tem valor unitário (ganho máximo) e os outros são nulos. Os outros cinco vectores que formam a figura geométrica são obtidos acrescentando valores aleatórios às coordenadas do vector base, exceptuando a variável que apresenta o valor unitário.

Uma das características não ideais do filtro FLT10G, quando comparado com as simulações efectuadas, é a existência de diferenças significativas entre as suas células, quer entre ramos inversor e não-inversor\*, quer entre células do mesmo ramo.

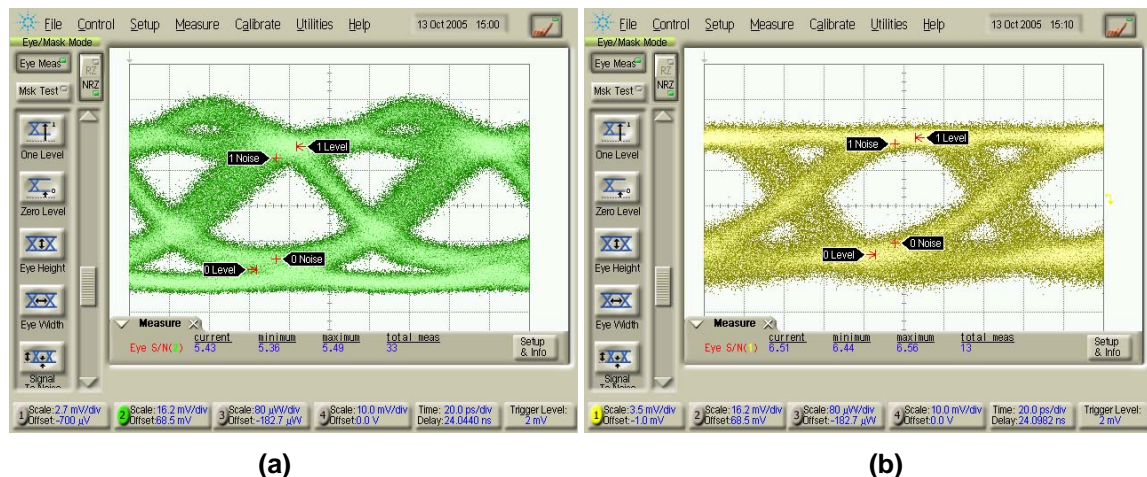
\* A topologia do filtro FLT10G pode ser consultada no Apêndice B



Os testes envolvendo o ajuste manual dos coeficientes do filtro permitiram concluir que a utilização da última tomada como célula de ganho, ao invés do uso da tomada central, aumenta a capacidade de compensação de dispersão do filtro. Este comportamento deve-se à própria dispersão eléctrica introduzida pelo filtro no sinal nesta configuração compensar alguma da dispersão sofrida no domínio óptico.

Levando este factor em conta, foi utilizado o vector de coeficientes  $C=[0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1]$  como vector inicial para o algoritmo Simplex.

A partir do momento em que o algoritmo é inicializado o processo de igualação é automático e não necessita da intervenção do utilizador. Os critérios de paragem para a optimização são os descritos na secção 4.4.1. A Figura 76 representa os diagramas de olho original e optimizado automaticamente através da placa de controlo.



**Figura 76: (a) Diagrama de olho após 80km sem igualação (b) Diagrama de olho com optimização automática dos coeficientes do filtro FLT10G**

Verifica-se que o resultado final da igualação é semelhante ao obtido ajustando os coeficientes manualmente. O diagrama de olho original apresenta um factor de qualidade de 5.4, enquanto a acção igualadora do filtro FLT10G sobe este valor automaticamente para  $Q=6.5$ , ligeiramente superior ao obtido ajustando manualmente os coeficientes.

São visíveis também as mesmas melhorias na abertura horizontal e vertical do diagrama de olho igualado. As conclusões sobre a capacidade absoluta de compensação adaptativa de dispersão do filtro FLT10G, para dispersão da ordem da sofrida após 80km de propagação sobre fibra óptica, são em tudo idênticas às obtidas com o ajuste manual dos coeficientes para mesmas condições.

Como já referido, um dos parâmetros que pode influenciar o desempenho da igualação adaptativa é a inicialização da figura geométrica manipulada pelo algoritmo Simplex. Um maior valor absoluto possível para as variações aleatórias ao vector original, que originam os restantes vértices da figura geométrica, tem a vantagem de abranger uma maior zona do espaço que representa os possíveis coeficientes para o filtro. Isto pode aumentar a possibilidade de encontrar um óptimo absoluto, ou pelo menos de encontrar um melhor óptimo local do que o encontrado inicializando o algoritmo com uma figura menos abrangente. Por outro lado, uma figura original abrangendo um maior sub-espaço de soluções irá à partida fazer com que o algoritmo convirja mais lentamente.

Para a configuração de transmissão sobre 80km foi utilizado um limite máximo, normalizado, para a variação aleatória de cada variável do vector original de 0.3. Neste caso o vector mais afastado possível do original é dado por  $C = [-0.3 \ -0.3 \ -0.3 \ -0.3 \ 1]$ .

O resultado representado na Figura 76 foi obtido com a convergência do algoritmo para um único conjunto de coeficientes, e não por limitação do número máximo de iterações. O vector de coeficientes normalizado para o qual o algoritmo convergiu é  $C = [-0.31 \ 0.05 \ -0.22 \ -0.13 \ 1]$ . A Tabela 5 representa estes coeficientes e os valores de tensão absolutos aplicados nas tomadas dos ramos inversor e não inversor do filtro FLT10G.

Coeficiente “Ci”	Valor normalizado	Tensão na tomada não inversora “i” (V)	Tensão na tomada inversora “i” (V)
C0	-0.31	-1	-0.69
C1	0.05	-0.95	-1
C2	-0.22	-1	-0.78
C3	-0.13	-1	-0.87
C4	1	0	-1

**Tabela 5: Coeficientes óptimos por controlo adaptativo para compensação de transmissão sobre 80km e tensões aplicadas ao filtro FLT10G**

O algoritmo Simplex necessitou de um total de 34 iterações completas e de 64 avaliações de factores de qualidade para convergir para a solução final. Este valor indica uma velocidade de convergência ligeiramente superior à prevista por simulação na secção 4.4.1, e representada na Figura 26. Note-se contudo que o número total de iterações está directamente relacionado com os critérios de paragem do algoritmo e que, dada a variância das medidas obtidas pelo osciloscópio

para um mesmo conjunto de coeficientes, estes critérios tiveram que ser relaxados em relação às simulações, sob pena de o algoritmo não identificar correctamente uma situação de convergência.

Neste caso é esperado que o algoritmo convirja mais rapidamente para um resultado, já que é impossível um ajuste muito fino dos coeficientes, por não existir resolução suficiente nas medidas.

Outro factor a ter em conta, e com implicações directas na inicialização do algoritmo, é o processo de medição da função objectivo a otimizar, o factor de qualidade medido por um osciloscópio neste caso. De modo a ter um processo completamente automático com esta configuração, o osciloscópio deve ser capaz de automaticamente determinar o factor de qualidade do sinal à saída do filtro FLT10G.

Uma figura geométrica inicial abrangendo um maior sub-espço de resultados possíveis tem necessariamente os seus vértices gerados aleatoriamente a uma maior distância do vector original, sendo que estes vértices correspondem aos conjuntos de coeficientes a serem testados inicialmente.

A resposta do filtro é dependente não só do valor absoluto de cada coeficiente, mas também da relação de valores e sinais entre eles. De um modo geral podemos no entanto afirmar que a valores absolutos mais altos para os coeficientes, estão associadas respostas do filtro que se desviam mais fortemente da resposta ideal passa-tudo de um filtro com apenas um coeficiente de valor unitário e os restantes nulos.

No caso de os vértices da figura geométrica inicial serem muito afastados do vector de coeficientes inicial, as respostas do filtro associadas a estes vértices podem ser demasiado afastadas de um passa-tudo. Nestes casos, o filtro pode distorcer o diagrama de olho original do sinal recebido a tal ponto que a medição do factor de qualidade pelo osciloscópio se torna impossível, e consequentemente bloquear o progresso do algoritmo.

No caso de transmissão sobre 80km de fibra o sinal recebido, apesar de distorcido, ainda apresenta uma abertura de olho bastante elevada, e suporta relativamente bem o efeito da variação máxima já descrita de 0.3 em cada coeficiente relativamente ao coeficiente análogo no vector original.

Já no caso de transmissão sobre 120km, o diagrama de olho recebido é de tal forma distorcido que o osciloscópio não é capaz de automaticamente sincronizar a abertura de olho correcta, e assim calcular o factor de qualidade do sinal.

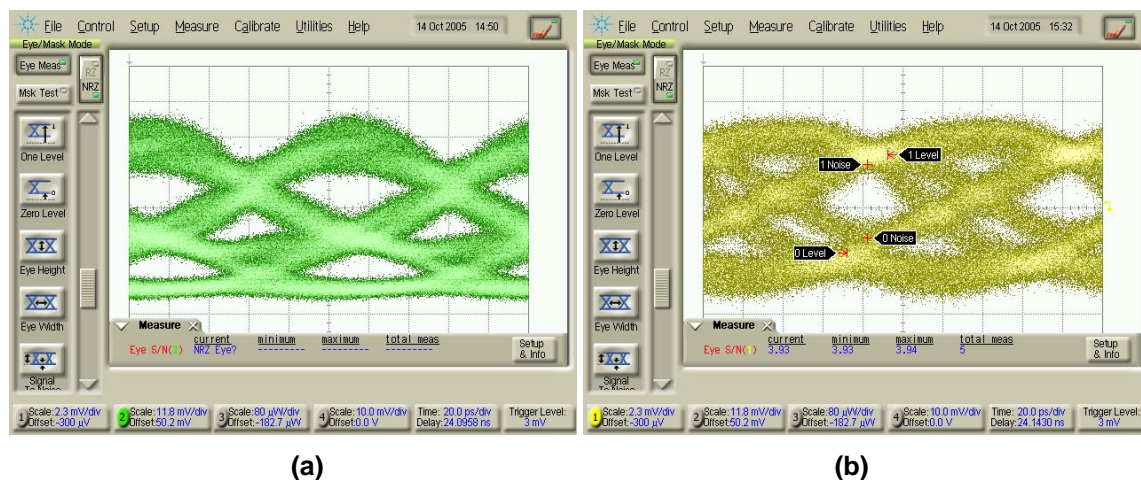
A já referida resposta não-ideal do filtro, que acaba por igualar parcialmente alguma da dispersão sofrida pelo sinal no domínio óptico, acaba também por permitir o funcionamento correcto da configuração adaptativa. A aplicação do vector inicial de coeficientes,  $C=[0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1]$ , que

provocaria idealmente uma resposta passa-tudo, provoca uma melhoria suficiente para permitir o cálculo automático do factor de qualidade pelo osciloscópio.

O diagrama de olho deste sinal parcialmente igualado, resultante da aplicação ao filtro do vector inicial, é contudo ainda bastante distorcido. Variações relativamente pequenas no valor dos coeficientes facilmente degradam o desempenho da igualação e impedem o osciloscópio de medir automaticamente o factor de qualidade.

Para solucionar o problema as variações aleatórias máximas aos coeficientes que formam o vector original, e que dão origem aos restantes vértices da figura geométrica inicial, foram limitadas a um valor relativamente mais baixo de 0.15. Esta redução garante que a figura inicial é formada por vértices que não distorçam o sinal recebido tão fortemente que impeçam o controlo automático de prosseguir.

O preço a pagar por esta redução na dimensão da figura geométrica inicial será um possível decréscimo na velocidade de convergência do algoritmo. Esta inicialização permitiu contudo o correcto funcionamento do controlo automático dos coeficientes do filtro FLT10G quando aplicado após 120km de transmissão. A Figura 77 representa os diagramas de olho original e optimizado automaticamente com a placa de controlo.



**Figura 77: (a) Diagrama de olho após 120km sem igualação (b) Diagrama de olho com optimização automática dos coeficientes do filtro FLT10G**

Mais uma vez, o resultado da optimização automática da resposta do filtro é em tudo idêntica à obtida ajustando manualmente os coeficientes. O diagrama de olho após a igualação apresenta uma abertura de olho vertical e horizontal perfeitamente distinta, em oposição ao diagrama do sinal recebido original.

O factor de qualidade medido pelo osciloscópio no sinal original é de apenas 2.1. O ajuste automático dos coeficientes do filtro FLT10G permite aumentar este valor para  $Q=3.9$ , aproximadamente o mesmo valor atingido ajustando manualmente os coeficientes. Este valor, como já referido, está notavelmente de acordo com o previsto por simulação aquando das especificações das características óptimas para o filtro transversal.

Este resultado foi obtido com a convergência do algoritmo para um vector de coeficientes, e não por limitação do número de iterações. O vector resultante foi  $C=[0.27 \ -0.38 \ 0.03 \ -0.13 \ 1]$ . A Tabela 6 representa este vector de coeficientes, traduzido nos valores de tensão absolutos aplicados nas tomadas dos ramos inversor e não inversor do filtro FLT10G.

Coeficiente "Ci"	Valor normalizado	Tensão na tomada não inversora "i" (V)	Tensão na tomada inversora "i" (V)
C0	0.27	-0.73	-1
C1	-0.38	-1	-0.62
C2	0.03	-0.97	-1
C3	-0.13	-1	-0.87
C4	1	0	-1

**Tabela 6: Coeficientes óptimos por controlo adaptativo para compensação de transmissão sobre 80km e tensões aplicadas ao filtro FLT10G**

Foram necessárias 29 iterações completas do algoritmo Simplex e 53 avaliações do factor de qualidade, correspondentes a vectores de coeficientes intermédios, para a convergência para o vector final.

O resultado previsto por simulação, para estas condições de dispersão, ronda as 100 iterações do algoritmo. Os critérios de paragem mais relaxados em comparação com as simulações, necessários pela falta de resolução das medidas do factor de qualidade, aliados às próprias características não ideais do filtro FLT10G, justificam uma convergência mais rápida.

Note-se também que, apesar da limitação dos vectores de coeficientes aleatórios para formarem uma figura geométrica inicial pequena, o vector para o qual o algoritmo converge apresenta alguns coeficientes relativamente elevados e distantes dos pontos iniciais. Isto confirma a capacidade de

o algoritmo evoluir para uma situação mais favorável, apesar de relativamente distante do sub-espaço de soluções inicial.

#### **6.2.4 Conclusões**

Foi testado um filtro transversal em GaAs, com as características determinadas como óptimas na secção 6.2.1, para igualação de dispersão cromática em sistemas de comunicação sobre fibra óptica com débito de 10Gbit/s.

Os testes laboratoriais ao filtro implementado confirmam o desempenho previsto por simulação da estrutura como igualador. São também validados os resultados obtidos na especificação das características óptimas, especificamente o número de tomadas e atrasos temporais, para filtros transversais igualadores em sistemas de comunicação ópticos.

Foi comprovado que o factor de qualidade do sinal recebido pode ser usado como sinal de realimentação em esquemas de igualação adaptativos para sistemas ópticos. Os resultados experimentais da formatação de sinal, obtidos pelo filtro igualador, sugerem que a optimização do factor de qualidade do sinal através do ajuste manual ou automático dos coeficientes do filtro transversal é também benéfica para outras características do sinal. Especificamente, observa-se uma reformatação do sinal que o aproxima da sua forma original.

O algoritmo Simplex como controlador do ajuste automático dos coeficientes do filtro provou ser uma escolha acertada, não só pela elevada velocidade de convergência alcançada mas também pela sua robustez.

A robustez do algoritmo a medidas não exactas da função objectivo revelou-se uma mais valia essencial na configuração experimental utilizada. A variância no erro de medida apresentada pelo osciloscópio nas medidas do factor de qualidade, para um mesmo conjunto de coeficientes, tornaria qualquer um dos outros algoritmos de convergência muito lenta ou mesmo impossível.

Na sua totalidade, as características óptimas determinadas para o filtro, o sinal de realimentação proposto e o algoritmo de controlo escolhido formam um igualador adaptativo viável para sistemas de comunicação ópticos com débitos de 10Gbit/s.

## Anexos





## A Modelação de um Sistema de comunicação Óptico

Com vista a estimar o impacto da dispersão cromática em sistemas de comunicação ópticos foi implementada uma plataforma de simulação em Matlab.

Mesmo estando ferramentas profissionais de simulação como o *VPI Transmission Maker* disponíveis, estas são dispendiosas e o código fonte utilizado não está acessível. Foi então considerado que o desenvolvimento de uma ferramenta de simulação mais simples e aberta iria não só fornecer resultados suficientemente fidedignos, mas também permitir uma maior flexibilidade aquando das simulações em malha fechada, necessárias para testar esquemas de igualação adaptativa.

O Matlab disponibiliza todas as ferramentas necessárias para o cálculo numérico que forma a base de um simulador. A linguagem de programação é orientada para cálculo matricial, e existe uma extensa biblioteca de funções integradas que facilitam a simulação de um sistema de comunicação arbitrário.

Na plataforma de simulação existem algumas variáveis que devem ser definidas no ciclo principal de modo a definir os parâmetros globais da simulação, como a resolução temporal e espectral e o débito binário do sistema. A Tabela 7 faz um resumo destes parâmetros. Note-se que nem todos são explicitamente definidos pelo utilizador, mas são interdependentes e usados internamente na simulação.

Nome da variável	Decrição
<b><i>bitrate</i></b>	Débito binário transmitido
<b><i>Nbit</i></b>	Número de amostras tiradas em cada bit.
<b><i>Seq_size</i></b>	Comprimento da sequência pseudo-aleatória a transmitir. Deverá ser uma potência de base 2, dada a forma como foi implementado o gerador de dados.
<b><i>fa</i></b>	Frequência de amostragem. É automaticamente calculada multiplicando <i>Nbit</i> por <i>bitrate</i> . Deve ser pelo menos duas vezes superior a <i>fo</i> para evitar aliasing.
<b><i>fo</i></b>	Frequência óptica simulada. Deve ser pelo menos duas vezes superior à largura de banda do sinal transmitido

	em banda base para evitar aliasing.
<b><math>N</math></b>	Comprimento total do vector que representa o sinal transmitido. Obtido através de $N=N_{bit}*seq\_size$ . $N$ vai ser a dimensão das transformadas de Fourier (FFTs) utilizadas nas simulações, e tem portanto um grande impacto no tempo necessário para a simulação. Preferivelmente uma potência de base 2, de forma a maximizar a eficiência do cálculo das FFTs.
<b><math>df</math></b>	Resolução em frequência. Obtido através de $df=fa/N$
<b><math>dt</math></b>	Resolução temporal. É simplesmente o inverso de $fa$

Tabela 7: Parâmetros globais para as simulações em Matlab

O sistema base a ser simulado é uma simples ligação consistindo num transmissor, canal óptico e receptor. A Figura 78 representa o sistema base.

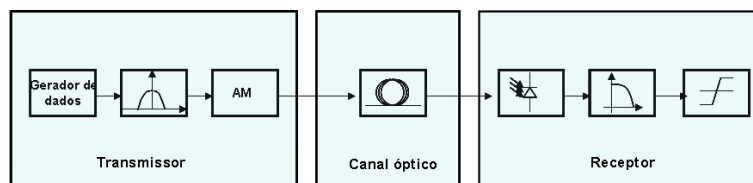


Figura 78: Link óptico base simulado

As próximas secções descrevem o funcionamento e limitações dos diferentes módulos.

## A.1 Transmissor

O transmissor inclui três sub-módulos distintos. A saída final será um sinal modulado em amplitude, a uma frequência fictícia suficientemente alta para comportar sem aliasing as duas bandas laterais do sinal modulado.

### A.1.1 Gerador de Dados

O gerador de dados é simplesmente um gerador de sequências pseudo-aleatórias. A única entrada de que necessita é o comprimento da sequência a ser transmitida, definida por *seq\_size*.

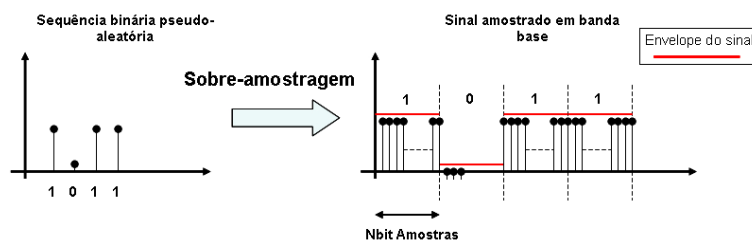
A sequência aleatória é gerada usando a função incluída no Matlab “*idinput*”, configurada para gerar à saída uma sequência pseudo-aleatória de comprimento *seq\_size-1*. É acrescentado um “0” no final para tornar a dimensão do vector uma potência de base 2 e posteriormente otimizar o cálculo de FFTs.

Note-se que a saída do gerador de dados é simplesmente uma sequência de símbolos binários, e não representa o sinal eléctrico em banda base.

### A.1.2 Formatador de Impulsos

O sinal eléctrico em banda base, que irá por sua vez modular a portadora óptica, é gerado aqui. A função deste módulo é gerar este sinal de modo a que as suas características estejam de acordo com os parâmetros globais de simulação. As entradas necessárias são a sequência pseudo-aleatória, saída do gerador de dados, e o número de amostras retiradas por bit, definido por *Nbit*.

Na sua forma mais simples, formatação de impulsos rectangulares, o módulo simplesmente repete cada valor da sequência original *Nbit* vezes (sobre-amostragem), e o vector resultante irá representar um sinal eléctrico em banda base que pode ser directamente aplicado ao modulador.



**Figura 79: Sobre-amostragem da sequência aleatória de forma a gerar um sinal em banda base com formatação de impulsos rectangular**

Outros tipos de formatação de impulso podem ser aplicados, simplesmente pesando as *Nbit* amostras repetidas, que correspondem a cada bit no sinal com formatação rectangular, pelo formato do impulso desejado.

### A.1.3 Modulação de Amplitude

O modulo AM modula em amplitude uma portadora óptica simulada, gerada por um modelo simples de um laser CW [40], usando como sinal modulante a saída do módulo formatador de impulsos. A modulação em amplitude segue a equação 43.

$$E_{out}(t) = E_{in}(t) \cdot \sqrt{d(t)} \quad 43$$

onde  $E_{out}(t)$  é o sinal óptico modulado,  $E_{in}(t)$  é a portadora óptica simulada, e a função de transferência de potência  $d(t)$  é definida por

$$d(t) = (1 - m) + m \times baseband(t) \quad 44$$

sendo  $m$  o índice de modulação, definido entre 0 e 1, e  $baseband(t)$  o sinal eléctrico modulante, saída do módulo formatador de impulsos, também com uma gama dinâmica compreendida entre 0 e 1.

A portadora óptica é gerada a partir de uma exponencial complexa com frequência  $f_0$ . A potência da portadora é definida pelo utilizado através de  $P_{opt}$ , e uma componente de ruído é adicionada à frequência fundamental da exponencial para simular a largura de linha do laser. O campo eléctrico da portadora óptica é dado pela equação 45.

$$E_{in}(t) = \sqrt{P_{opt}} \cdot \exp(j \int_0^t n(\tau) d\tau) \cdot \exp(j 2\pi f_0 t) \quad 45$$

em que  $n(t)$  é gerado por uma fonte de ruído branco Gaussiano com variância  $2\pi \Delta f$ , correspondendo à largura de linha espectral do laser  $\Delta f$ .

## A.2 Canal Óptico

A função que devolve a função de transferência da fibra tem como argumentos as variáveis descritas na Tabela 8.

Nome da Variável	Descrição
$L$	Comprimento da fibra em km
$D$	Parâmetro de dispersão de primeira ordem da fibra em s/m/m
$f_a$	Frequência de amostragem.
$f_o$	Frequência óptica simulada.
$N$	Comprimento total do vector que representa o sinal transmitido.

Tabela 8: Parâmetros para a simulação da fibra

O canal óptico simulado é baseado na equação 46, e emula uma fibra que introduz na propagação os efeitos de dispersão cromática e de atenuação

$$H(f) = e^{\frac{j\pi D L \lambda^2 f^2}{c}} \cdot e^{\frac{-\alpha L}{2}} \quad 46$$

onde  $L$  é convertido para km,  $\lambda$  é assumido 1550nm,  $c$  é a velocidade da luz, e  $\alpha$  é o coeficiente de atenuação de potência da fibra. Note-se que a simulação da fibra é feita unicamente no domínio da frequência, usando a equação 46, o que significa que o canal é assumido linear.

Por outras palavras, todos os efeitos de propagação não linear não são simulados, e apenas são considerados dispersão cromática e atenuação da fibra. Apesar de poder ser simulada a atenuação da fibra, o parâmetro  $\alpha$  é considerado nulo em muitas das simulações efectuadas no decorrer da dissertação, ou seja, não é considerada atenuação nessas simulações. O objectivo desta aproximação é permitir a simulação das longas distâncias de transmissão, necessárias por vezes para acumular níveis significativos de dispersão, sem recorrer à utilização de amplificadores intermédios. Estes amplificadores iriam introduzir ruído, e tornar-se-ia difícil isolar o efeito da dispersão cromática no sinal recebido, e, logo, determinar o desempenho absoluto dos igualadores na compensação deste efeito dispersivo.

Pelo mesmo motivo, embora a inclusão de efeitos não lineares de propagação resultasse em simulações mais fiéis a um sistema real, o objectivo do simulador é testar a eficiência de métodos

de igualação de dispersão cromática, e estes efeitos não são considerados. A equação 46 providencia os resultados necessários, isolando o efeito de dispersão cromática, e evitando o uso de métodos mais complexos e demorados usados para uma simulação total (como o método Split-Step Fourier).

### A.3 Receptor

O módulo receptor simula todos os diferentes sub-módulos necessários para recuperar o sinal binário original. Inclui entre outros conversão opto-eléctrica, filtragem eléctrica passa-baixo e um sistema de recuperação de dados.

O receptor devolve à saída o sinal recuperado e a relação sinal-ruído eléctrica.

#### A.3.1 Foto-díodo

O foto-díodo é modelado como um simples dispositivo quadrático. A forma de onda de saída é proporcional à potência do sinal de entrada como indicado na equação 47

$$I_{out} = \eta [E_{in}(t) \cdot E_{in}^*(t)] \quad 47$$

onde  $E_{in}(t)$  é o sinal óptico de entrada,  $E_{in}^*(t)$  é o complexo conjugado de  $E_{in}(t)$ , e  $\eta$  é a eficiência de conversão do foto-díodo.

Também introduzido neste ponto é o ruído térmico considerado no receptor. O ruído é assumido branco com uma distribuição Gaussiana. O ruído é adicionado especificando a sua densidade espectral de potência  $P_N$ . Um vector de ruído branco de comprimento N e variância  $P_N$  é então gerado e adicionado directamente ao sinal eléctrico convertido.

#### A.3.2 Filtro passa-baixo Eléctrico

O filtro eléctrico usado é um filtro passa-baixo de Bessel de terceira ordem. A frequência de corte é definida pelo utilizador, e tem o valor por defeito de 70% do débito binário.

A Figura 80 representa a resposta em frequência do filtro.

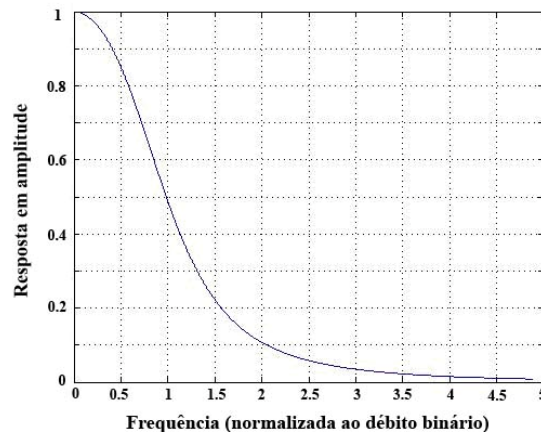


Figura 80: Filtro passa-baixo de Bessel de 3ª ordem com frequência de corte  $0.7 \cdot \text{bitrate}$

### A.3.3 Recuperação de dados

O sub-módulo de recuperação de dados é responsável pela recuperação da sequência binária transmitida a partir do sinal eléctrico recebido e filtrado.

O módulo contém um estimador do instante de amostragem óptimo, assim como um estimador do limiar de decisão óptimo. O sinal binário recuperado pode então ser directamente comparado com a sequência binária original, e a BER do sistema calculada através do método de Monte-Carlo. Para valores baixos de BER, este método não é eficiente, dado o longo tamanho de sequências necessárias simular de modo a obter relevância estatística.

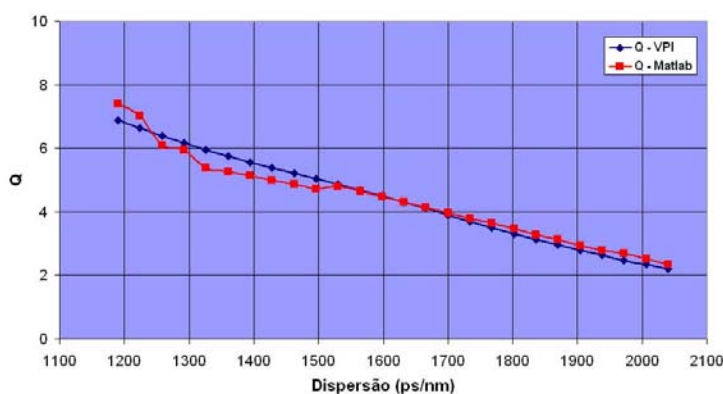
É também efectuado o cálculo do factor de qualidade do sinal baseado nas estatísticas do sinal recebido. O ponto de amostragem óptimo é escolhido como sendo o que resulta num factor Q mais elevado, e esta medida pode também ser usada para estimação da BER.

## A.4 Comparação de Resultados com o software package VPI Transmission Maker

De forma a testar a fiabilidade do sistema de simulação desenvolvido em linguagem Matlab, os resultados obtidos com este simulador foram comparados com os obtidos através do VPI. Tratando-se o VPI de uma ferramenta de simulação muito mais elaborada, o grau de concordância entre os resultados dos dois tipos de simulação é uma medida directa do impacto negativo das

limitações impostas às simulações em Matlab (especificamente do uso de modelos simplificados para alguns componentes do sistema).

A Figura 81 apresenta os factores de qualidade estimados usando a plataforma desenvolvida em Matlab e em VPI. Foi considerada para os dois sistemas uma gama de distâncias de transmissão entre 70 e 120km, um débito binário de transmissão de 10Gbit/s, um índice de modulação  $m=0.5$ , e uma potência de emissão dos lasers de 10dBm. A largura de linha usada para os lasers foi de 5Mhz, e os sistemas simulados utilizam fibra SSMF com  $D = 17\text{ps/nm/km}$ , resultando na escala de valores de dispersão apresentada no gráfico. Foi usado nos receptores o mesmo nível de ruído térmico, mas a simulação no VPI inclui também ruído quântico.

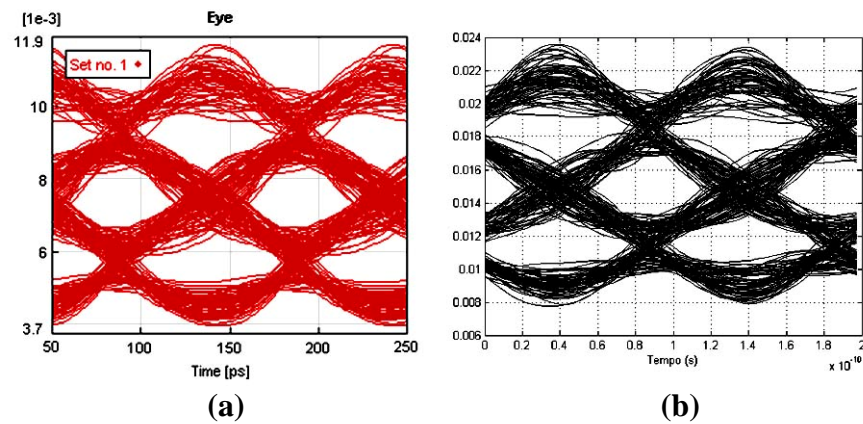


**Figura 81: Factor de qualidade estimado com o Matlab e com o VPI**

As simulações com o VPI foram efectuadas não com o modelo linear de uma fibra, caracterizada apenas pelo seu parâmetro de dispersão de primeira ordem  $D$  como no caso do Matlab, mas sim recorrendo a um modelo físico detalhado da fibra óptica. Não foram contudo considerados efeitos não lineares nas simulações do VPI, já que o objectivo da comparação é avaliar a capacidade do sistema implementado em Matlab de simular o regime linear de funcionamento de um sistema de comunicações óptico.

A Figura 81 traduz uma boa concordância entre os factores de qualidade estimados pelos dois sistemas para toda a gama de dispersões considerada. Para permitir uma avaliação gráfica do resultado dos dois sistemas de simulação, a Figura 82 representa os diagramas de olho obtidos com os dois simuladores para uma distância de 100km, equivalente a 1700ps/nm/km, a um débito de transmissão binário de 10Gbit/s.





**Figura 82: Diagramas de olho obtidos a 10Gbit/s para uma distância de 100 km com: a) VPI b) Matlab**

A análise das comparações de resultados presentes nas figuras anteriores permite confirmar que a plataforma de simulação desenvolvida em Matlab é uma alternativa viável ao uso da ferramenta profissional VPI Transmission Maker<sup>TM</sup> para a simulação de um sistema de comunicação óptico a operar num regime de transmissão linear



## B Implementação de Filtros Transversais em GaAs com Características Óptimas para Débitos de 10Gbit/s

Este trabalho realizou-se no contexto do projecto “THE MOST – Transimpedance Highly Efficient Micro & millimeter wave Smart Optical Transceiver”, financiado pela Agência da Inovação (Adi).

Refira-se novamente que os protótipos foram desenhados pelo Mestre Miguel Ângelo Madureira, sendo parte integrante do trabalho efectuado com vista à elaboração da sua tese de Doutoramento em Engenharia Electrotécnica pela Universidade de Aveiro.

O filtro para débitos de 10Gbit/s foi implementado recorrendo a uma tecnologia monolítica em Arseneto de Gálio, com a capacidade de produção de transístores PHEMTs (Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor) com  $0.2\mu\text{m}$  de comprimento de porta. Esta tecnologia é disponibilizada pela empresa OMMIC sob a referência ED02AH, e os transístores apresentam uma frequência de transição ( $F_t$ ) de 65GHz.

De modo a se conseguir alcançar uma gama de variação de valores positivos e negativos para os coeficientes do filtro, foram utilizados dois andares de amplificação distribuída em paralelo, sendo um deles precedido por um andar inversor. Os dois andares em paralelo partilham a linha de dreno, de onde é retirada a saída, sendo o resultado final a soma dos resultados dos dois andares. A Figura 83 é um diagrama de blocos do filtro.

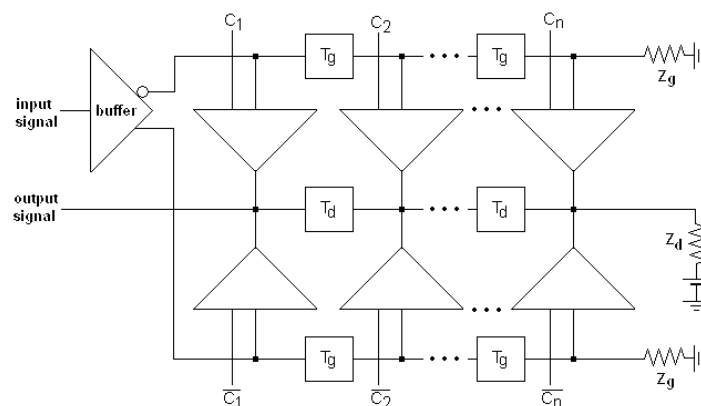


Figura 83: Diagrama de blocos FLT10G

Como representado na Figura 83, existem dois conjuntos distintos de coeficientes  $C$  e  $\bar{C}$  aplicados aos andares de amplificação. O filtro foi desenhado para apresentar um atraso entre

tomadas constante  $T_d$  na linha de dreno comum aos dois ramos, e  $T_g$  nas linhas de porta. A saída do filtro pode ser escrita como

$$y = (C1 - \overline{C1})x(t) + (C2 - \overline{C2})x(t - T) + \dots + (Cn - \overline{Cn})x(t - (n - 1)T) \quad 48$$

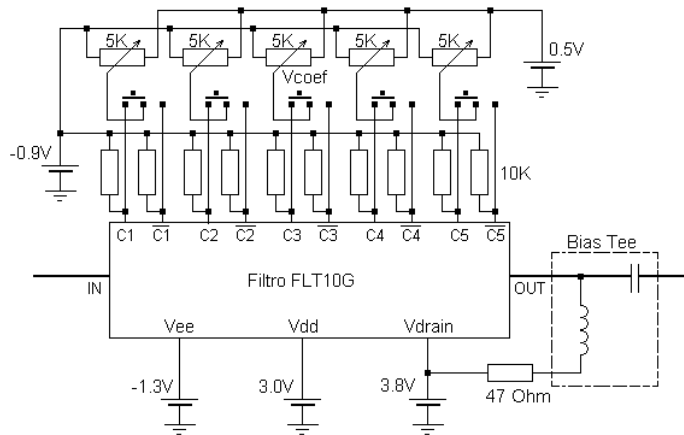
onde

$$T = T_d + T_g \quad 49$$

é o atraso total sofrido entre células.

Comparando a equação 48 com a função de transferência de um filtro transversal sem processamento paralelo, e com coeficientes permitindo excursão positiva e negativa, conclui-se que o efeito final é o mesmo, e que o valor total do coeficiente correspondente a cada tomada do filtro é a diferença entre os dois coeficientes positivo e negativo aplicados aos ramos paralelos.

Note-se que a equação 48 só é válida no caso de simetria absoluta entre os atrasos dos ramos inversor e não inversor. A Figura 84 representa o esquema da polarização do filtro FLT10G.



**Figura 84: Esquema de polarização do filtro**

A tecnologia utilizada para o fabrico do filtro, e a própria arquitectura deste, impõem limites máximos aos valores a utilizar. As principais limitações são provocadas pelos dispositivos activos, cuja gama de funcionamento está condicionada por valores máximos de potência dissipada e valores máximos de tensão dreno-porta e dreno-fonte. A Tabela 9 representa as gamas de valores possíveis para as polarizações e principais características DC do filtro.

Designação	Descrição	Valor mínimo	Valor típico	Valor máximo	Unidade
$V_{drain}$	Tensão na linha de dreno	3.5	3.8	3.9	V
$V_{ee}$	Tensão no bloco conversor	-1.4	-1.3	-1.2	V
$V_{dd}$	Tensão no bloco conversor	2.8	3.0	3.2	V
$V_{coef}$	Tensão nos coeficientes	-0.9	-	+0.5V	V
$I_{drain\ all\ +}$	Corrente na alimentação da linha de dreno com todas as células de ganho não-inversoras com ganho máximo		75		mA
$I_{drain\ all\ -}$	Corrente na alimentação da linha de dreno com todas as células de ganho inversoras com ganho máximo		67		mA
$I_{c_1}$	Corrente célula 1 não-inversora ganho máximo		10		mA
$I_{\sim c_1}$	Corrente célula 1 inversora ganho máximo		11		mA
$I_{c_2}$	Corrente célula 2 não-inversora ganho máximo		11		mA
$I_{\sim c_2}$	Corrente célula 2 inversora ganho máximo		11		mA
$I_{c_3}$	Corrente célula 3 não-inversora ganho máximo		12		mA
$I_{\sim c_3}$	Corrente célula 3 inversora ganho máximo		14		mA
$I_{c_4}$	Corrente célula 4 não-inversora ganho máximo		14.5		mA
$I_{\sim c_4}$	Corrente célula 4 inversora ganho máximo		16		mA
$I_{c_5}$	Corrente célula 5 não-inversora ganho máximo		21		mA
$I_{\sim c_5}$	Corrente célula 5 inversora ganho máximo		19		mA

Tabela 9: Tabela: Valores máximos absolutos para o filtro FLT10G

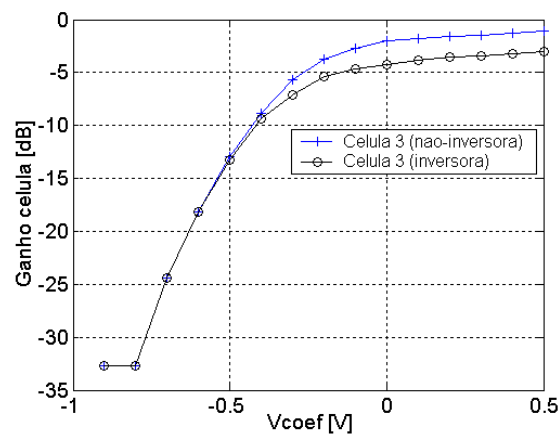
As características de sinal do filtro são resumidas na Tabela 10.

Designação	Descrição	Valor mínimo	Valor típico	Valor máximo	Unidade
$f_{cu}$	Frequência de corte superior (-3dB)		12		GHz
$f_{ci}$	Frequência de corte inferior (-3dB)		50		KHz
$S_{11}$	Perdas por retorno na saída (até 10GHz)		-10		dB
$S_{22}$	Perdas por retorno na entrada (até 10GHz)		-10		dB
$G+$	Ganho máximo/ célula positiva	-1	0	2	dB
$G-$	Ganho máximo/ célula negativa	-3	0	-1	dB
$\tau_c$	Atraso entre coeficientes sucessivos		20		ps
$\tau_{diff}$	Atraso entre sinais invertido e não-invertido para o mesmo par de células		6		ps

Tabela 10: Tabela: Características de sinal do filtro FLT10G

Note-se que o atraso  $T_c$  referido na Tabela 10 é referente aos atrasos sofridos individualmente nas linhas de porta e de dreno, sendo o atraso total por tomada, do ponto de vista da saída do filtro, aproximadamente 40ps. Este valor é ligeiramente inferior ao óptimo estimado para sistemas com débito de 10Gbit/s, sendo ideal para 12.5Gbit/s.

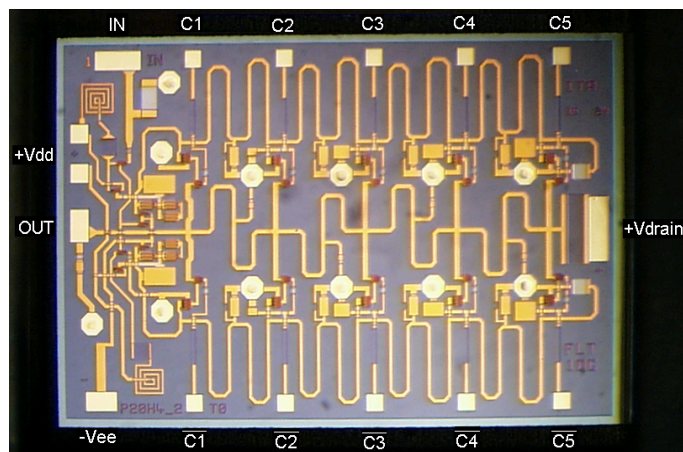
A Figura 85 representa o ganho obtido pelas células centrais dos dois andares, em função da tensão aplicada nas portas dos transístores.



**Figura 85: Ganho das células centrais do filtro FLT10G em função da tensão aplicada nas portas dos transístores**

É imediatamente visto na Figura 85 que o ganho das células inversora e não-inversora não é absolutamente igual para os mesmos valores de tensão aplicados. Uma vez que, do ponto de vista do sinal de saída, o valor do coeficiente aplicado em cada tomada vai ser a diferença entre estes dois ganhos, esta falta de simetria é irrelevante.

A Figura 86 é uma microfotografia do circuito integrado em GaAs.



**Figura 86: Microfotografia do circuito integrado FLT10G**





## C Circuitos Digitais Baseados em Microcontroladores

### C.1 Microcontroladores da Série PIC16F87X

O aumento da capacidade de processamento e funcionalidades internas de microcontroladores digitais tem vindo a alargar consideravelmente a gama de situações em que são utilizados.

Microcontroladores são normalmente caracterizados por terem uma baixa velocidade de operação, comparativamente com processadores dedicados, incluem memória embebida para programação, e implementarem internamente por hardware vários protocolos de comunicação e funcionalidades normalmente utilizadas em sistemas de controlo. Estas características permitem o desenho de circuitos dedicados para uma vasta gama de aplicações, minimizando a necessidade de componentes externos, e com grande eficiência de processamento.

Os circuitos de controlo e aquisição de dados projectados no decorrer da elaboração desta dissertação foram baseados em microcontroladores da série 16F87X, desenvolvida pela Microchip®.

Esta série é constituída por microcontroladores de gama média, com um barramento de 8 bit e arquitectura RISC (RISC – Reduced Instruction Set Computer) de apenas 35 instruções. Foi especificamente utilizado o microcontrolador 16F876, disponibilizando internamente 368 bytes de RAM e 8192 palavras de 14 bit para memória de programa.

O 16F876, entre outras funcionalidades, disponibiliza 22 pinos programáveis como entrada/saída, 13 fontes de interrupção por hardware, um módulo de comunicação através de um USART (Universal Synchronous-Asynchronous Receiver/Transmitter), um ADC com 10 bit de resolução e 5 canais de conversão, um módulo SPI (Serial Programming Interface) e 3 timers internos.

Este microcontrolador provou ser adequado para as tarefas de controlo do filtro transversal e controlo do ciclo de aquisição de histogramas de amplitude, permitindo programação em linguagem C e debugging em tempo real recorrendo a um ICD (In-Circuit Debugger), também fabricado pela Microchip®.

## C.2 Controlo do Circuito de Monitorização de Qualidade de Sinal

### C.2.1 Hardware

As operações descritas na secção 5.6, para obtenção do histograma de amplitude através do princípio de rectificação do sinal recebido com uma referência variável, foram implementadas recorrendo ao circuito rectificador já descrito na secção 5.7 e a um circuito digital concebido propositadamente para o efeito.

O circuito de controlo tem como função controlar o nível de referência variável para rectificação, e amostrar e converter para um sinal digital a saída do filtro passa-baixo após o rectificador, correspondente à média do sinal rectificado. O ritmo de amostragem a que corresponde o intervalo de integração do sinal é também determinado pelo microcontrolador.

As operações de diferenciação das amostras recebidas, construção e visualização do histograma obtido, são efectuadas externamente. Para esse efeito o circuito de controlo implementa um protocolo de comunicação série, capaz de enviar automaticamente os resultados obtidos para um PC através da sua porta de comunicação RS232.

O circuito, como já referido, é baseado num microcontrolador PIC16F876, responsável pelo controlo de fluxo das operações necessárias, e pelas comunicações com um computador externo para processamento adicional dos resultados.

A exactidão dos histogramas obtidos pelo método proposto, graças à necessidade de duas diferenciações no domínio digital, depende fortemente tanto da linearidade do varrimento do nível de referência, como da qualidade da conversão do domínio analógico para o digital efectuada à saída do circuito rectificador.

O nível de referência analógico aplicado ao circuito rectificador é conseguido recorrendo a um circuito conversor digital-analógico, externo ao microcontrolador. Foi escolhido o MAX531, um conversor com resolução de 12 bit e interface digital série. O interface série do conversor é ligado directamente ao microcontrolador, que assim controla digitalmente o nível de referência aplicado ao circuito rectificador.

Para aumentar a estabilidade da saída analógica do conversor, foi utilizado um circuito externo para fornecer a referência de voltagem para as conversões. Foi escolhido o MAX6225, que fornece uma referência de 2.5V de extremamente baixo ruído (1.5uVpp), baixo coeficiente de temperatura (1.0ppm/°C), e alta precisão (+/-0.02%). O nível de referência para as conversões é assim garantidamente mantido entre os 2.499 e os 2.501V.

O conversor MAX531 foi montado na sua configuração bipolar, que em conjunção com a referência aplicada permite uma saída analógica entre os -2.5 e os 2.5V. A resolução analógica máxima é imposta pelos 12 bit de resolução da DAC e é aproximadamente 1.22mV.

O microcontrolador utilizado disponibiliza internamente um conversor analógico-digital com 10 bit de resolução, mas mais uma vez tendo em conta as operações de diferenciação a serem efectuadas posteriormente no domínio digital, optou-se pela utilização de um conversor externo com maior resolução. O circuito escolhido foi o MAX195, um conversor com 16 bit de resolução e interface de programação série. O interface série do conversor é directamente ligado ao microcontrolador, que assim controla o instante correcto em que as conversões devem ser efectuadas, e armazena o resultado para processamento posterior.

O MAX195 não disponibiliza uma referência de voltagem interna para as conversões. Foi utilizado para o efeito um MAX6241, em tudo idêntico à referência de 2.5V utilizada para as conversões digital-analógicas, mas que disponibiliza à saída um valor de 4.096V. Com esta referência, e o conversor utilizado na sua configuração unipolar, a gama de entradas analógicas aceitáveis à entrada do conversor é 0-4.096V, com uma resolução nominal de 62.5uV.

O esquemático principal do circuito de controlo é representado na Figura 87.

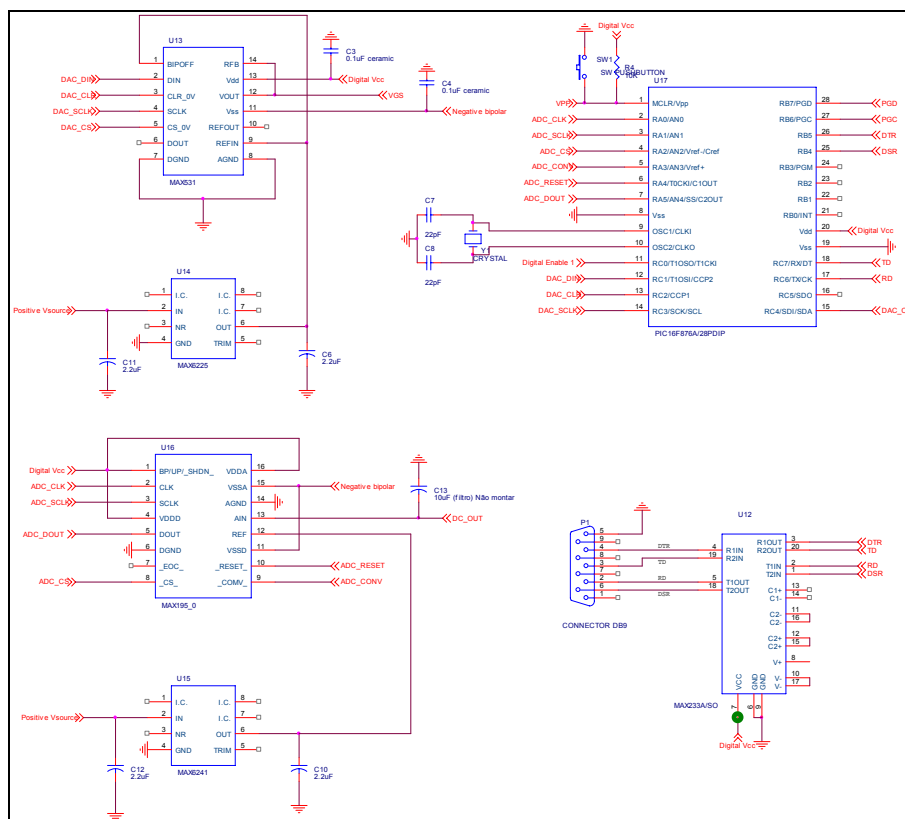


Figura 87: Esquemático da placa para monitorização de sinal

O microcontrolador implementa internamente um protocolo série de comunicação, compatível com RS232. É contudo necessário fazer a conversão dos níveis TTL utilizados pelo microcontrolador para os níveis RS232 padrão. Esta função é assegurada por um circuito MAX233A, que disponibiliza um interface TTL-RS232 de dois canais.

São também incluídos reguladores de tensão que fornecem as tensões requeridas pelos vários componentes. Todos os circuitos utilizados externos ao microcontrolador são alimentados por uma tensão de 5V fornecida por um regulador MAX603, com a excepção do conversor digital-analógico MAX531, que necessita de alimentação dupla e que é também alimentado com -5V através de um regulador negativo MAX1735.

É também implementada uma fonte de alimentação para o circuito rectificador externo. Os 3V necessários são conseguidos através de um regulador MAX603 dedicado e montado na sua configuração ajustável através de um divisor resistivo. Este regulador tem a particularidade de poder ser ligado e desligado através de uma entrada de controlo digital, que ligada directamente ao microcontrolador permite o sequenciamento da alimentação do circuito de rectificação.

A Figura 88 representa o layout da placa de circuito impresso (PCB) em que o circuito de controlo foi implementado, e a placa já com os componentes montados.

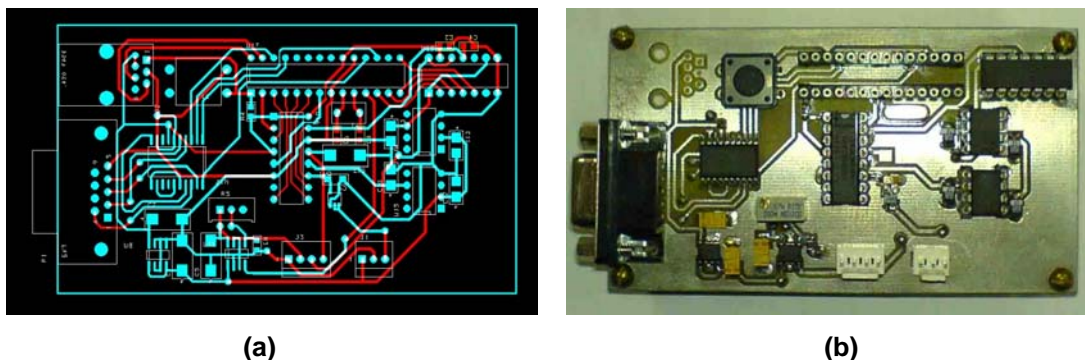


Figura 88: (a) Layout da placa de controlo para monitorização de sinal e (b) fotografia da placa

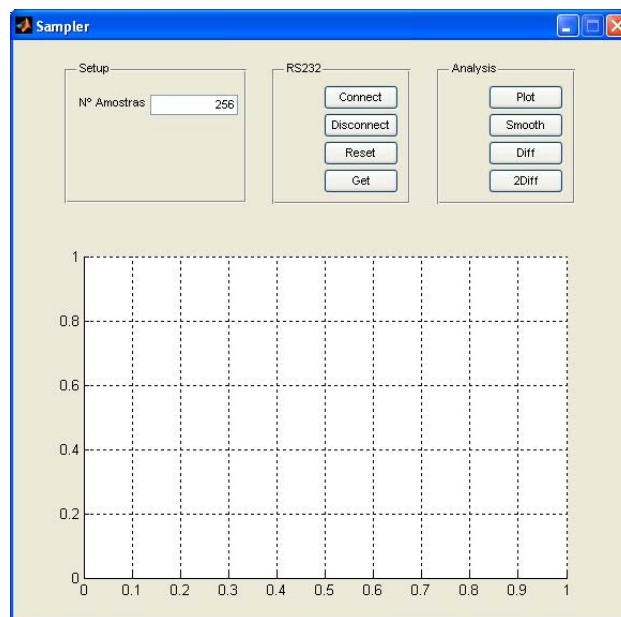
### C.2.2 Software e Firmware

O software para obtenção de histogramas de amplitude foi distribuído entre firmware embebido na placa de controlo, e software de processamento mais complexo implementado em Matlab. Os dois módulos estão ligados por um protocolo de comunicação série.

Embebido no microcontrolador está o firmware de controlo de fluxo e da operação dos outros componentes da placa, que permite obter os dados em bruto sobre a distribuição do sinal. As operações de diferenciação e análise de dados requeridas posteriormente para a construção dos histogramas são efectuadas em ambiente Matlab.

O firmware executa todas as operações já descritas na secção 5.6 e conforme a Figura 46. O microcontrolador aplica através do DAC externo a tensão de referência ao circuito rectificador, e, após um intervalo de tempo programável, amostra através do ADC externo a saída já filtrada do circuito. Além do intervalo de integração configurável, também a gama de varrimento da tensão de referência é completamente programável internamente no intervalo  $[-2.5V, 2.5V]$ . Assim que uma amostra é retirada da saída do circuito de rectificação é imediatamente enviada via RS232 para o software escrito em Matlab que se encontra configurado em modo de escuta e recepção assíncrona.

Para o uso do software escrito em Matlab foi desenvolvido um interface gráfico, onde se encontram botões de acesso rápido a todas as funções necessárias para a obtenção dos histogramas. O interface gráfico é representado na Figura 89.



**Figura 89: Interface de controlo para a monitorização de sinal**

O campo “número de amostras” deve ser preenchido com o valor utilizado para o número de passos utilizados no varrimento da tensão de referência, e que se encontra programado directamente no microcontrolador. A inserção manual deste valor no software em Matlab evita a necessidade de sinalização mais complexa entre microcontrolador e Matlab para detectar o fim do

varrimento. Uma vez que as amostras são enviadas imediatamente e uma de cada vez pelo microcontrolador, assim que o Matlab recebe pela porta série o número especificado de amostras, assume que o varrimento foi completo e que se pode passar à construção dos histogramas.

Os botões agrupados na caixa “RS232” referem-se às operações básicas de comunicação entre o software e o firmware embebido no microcontrolador: estabelecer a ligação entre os dois módulos, desligar a conexão, e reiniciar o objecto porta série já construído. A reinicialização da porta série é necessária para o correcto funcionamento do software no caso de uma aquisição ser interrompida antes da conclusão, o que, dada a natureza sequencial da recepção das amostras, iria influenciar a identificação dos finais de varrimentos seguintes. A reinicialização resume-se a repor os valores iniciais nos contadores utilizados para o controlo de aquisição e à limpeza dos buffers de recepção associados, para o caso de alguma amostra ficar em fila de espera e poder contaminar o histograma seguinte. É também incluído um botão “Get” que pressionado inicia o processo de varrimento e amostragem no microcontrolador.

Os botões agrupados na caixa “Analysis” referem-se às operações necessárias para a obtenção de histogramas a partir das amostras recebidas do microcontrolador e para a sua visualização. O botão “plot” traça o gráfico normalizado da sequência de amostras recebidas sobre um eixo horizontal normalizado de 0 a 1. Os botões “diff” e “2diff” traçam os gráficos da primeira e segunda derivada da sequência de amostras recebidas. Adicionalmente existe um botão “Smooth” que efectua um smoothing da sequência original recebida, com o objectivo de filtrar variações indesejadas nas médias representadas pelas amostras, variações estas que depois de diferenciadas podem impedir completamente a obtenção correcta de histogramas.

## **C.3 Controlo do Filtro FLT10G**

### **C.3.1 Hardware**

Para o controlo dos coeficientes do filtro igualador FLT10G foi projectado um circuito digital de controlo baseado no já mencionado microcontrolador PIC16F876. Ao contrário do caso do sistema para obtenção de histogramas de amplitude, o sistema de controlo do filtro não necessita de aquisição directa de qualquer sinal à saída deste, o que elimina a necessidade de toda a electrónica adicional referente a conversões analógico-digitais utilizada naquele caso.

Em contrapartida, as funções lógicas a serem desempenhadas pelo microcontrolador são muito mais complexas e exigentes em termos de memória interna utilizada. Com efeito, além do controlo de fluxo simples utilizado para firmware do sistema de aquisição de histogramas, no caso do

controlo do filtro o próprio microcontrolador deverá implementar o algoritmo de optimização multidimensional escolhido.

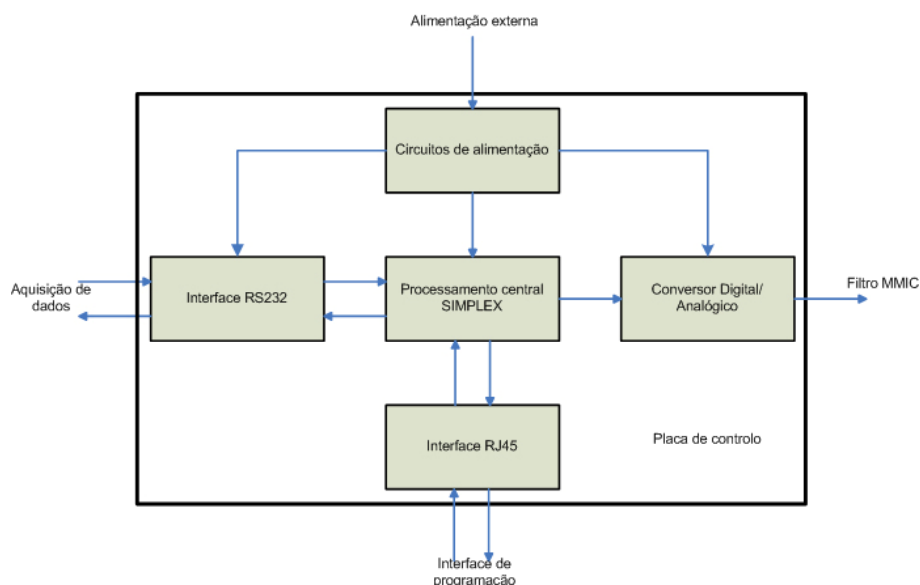
De um ponto de vista concepcional, o sistema de controlo deverá ter como entrada a pedido um valor digital que traduza a medida de qualidade do sinal a ser optimizada, e, como saídas, dez tensões analógicas a aplicar às tomadas do filtro FLT10G.

Uma vez que o circuito monitor, que fornecerá a medida de qualidade ao sistema de controlo, poderá vir a ser modificado, optou-se mais uma vez pelo uso de um protocolo série compatível com RS232, bastante comum para comunicação entre dispositivos.

Esta opção permite que o canal de entrada do sinal de qualidade possa também ser usado para comunicação entre a placa de controlo e um computador. Esta possibilidade constitui um método eficiente para transformar o mesmo circuito impresso desenhado para controlo automático do filtro num interface para controlo manual dos coeficientes através da porta série de um computador. Para a conversão dos níveis lógicos TTL do microcontrolador para níveis RS232 padrão foi utilizado um circuito MAX233A.

Para converter os valores digitais, calculados pelo algoritmo de controlo, para o domínio analógico e aplicá-los aos coeficientes do filtro, são utilizados dois conversores digital-analógico MAX529. Estes conversores têm uma resolução de 8bit e disponibilizam 8 canais de conversão por circuito integrado, programáveis por um protocolo série. Este alto número de canais de conversão por circuito permite que as dez tensões de controlo de coeficientes, necessárias para a operação do filtro, sejam implementadas recorrendo a um número muito reduzido de componentes externos ao microcontrolador.

A Figura 90 representa esquematicamente as funcionalidades da placa de controlo. O interface RJ45 possibilita a programação e debugging do firmware do microcontrolador on-board



**Figura 90: Diagrama de blocos da placa de controlo para o filtro FLT10G**

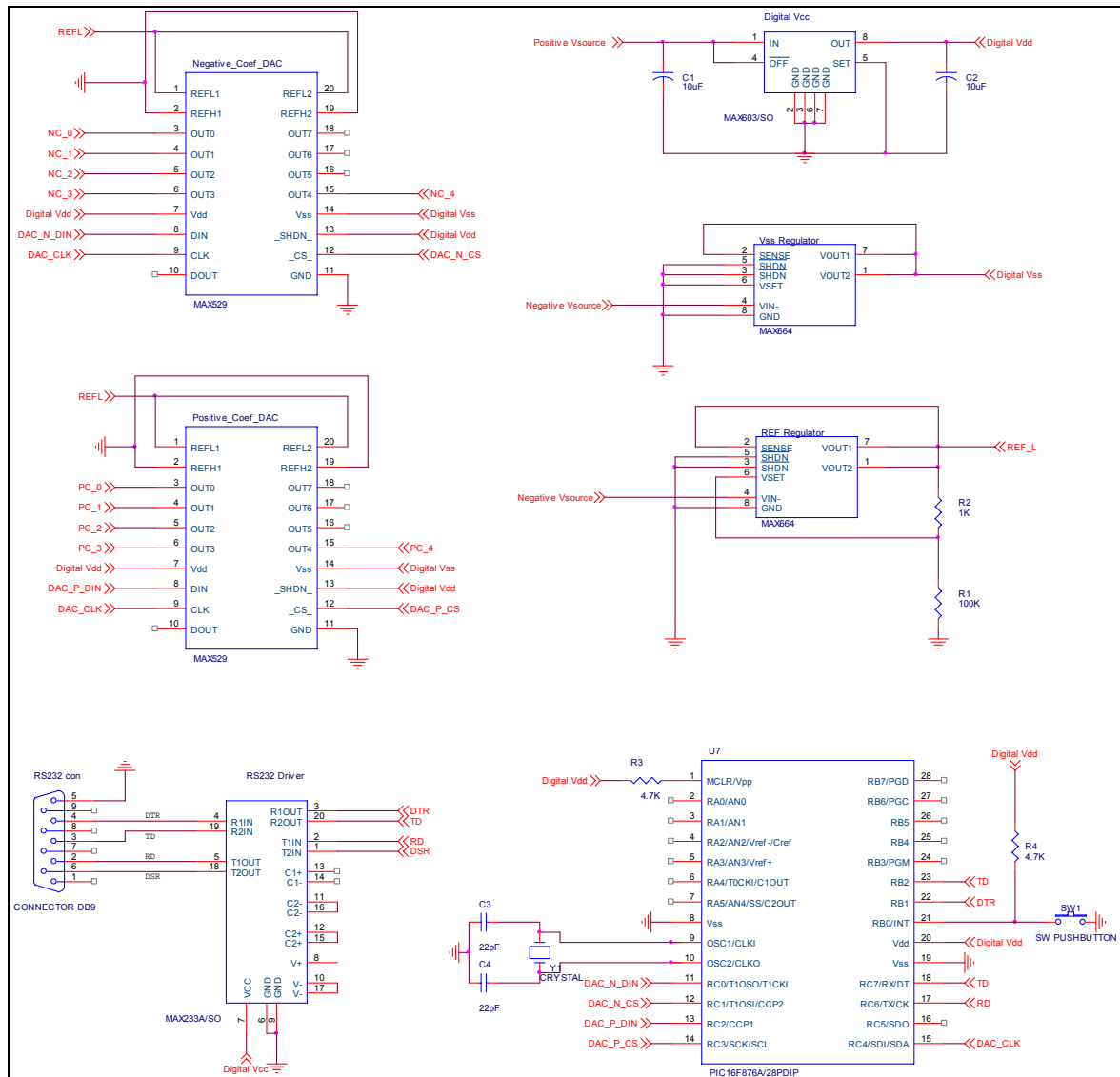
No caso do controlo do filtro, e em oposição ao sistema de aquisição de histogramas, a resolução analógica das tensões à saída dos conversores não é considerada crítica, e não é necessária a utilização de conversores com resolução superior a 8bits.

No entanto, para maximizar a resolução disponível, aplicaram-se como tensões de referência para os MAX529 valores próximos da gama admissível de valores para os coeficientes,  $[-1, 0.5V]$ . A referência inferior é assegurada por um regulador negativo MAX664, configurado na sua montagem ajustável através de divisores resistivos para apresentar à saída  $-1.25V$ , enquanto a referência superior está directamente ligada à massa do sistema.

A ligação à massa da referencia superior diminui o ruído nas conversões, mas implica que nunca serão aplicados aos coeficientes as tensões superiores a 0V que disponibilizam o ganho máximo por célula. No entanto, analisando as curvas características das células do filtro (Figura 85), verifica-se uma saturação do ganho nesta zona, perdendo-se apenas aproximadamente 1dB ao limitar a tensão nos coeficientes a um máximo de 0V. Esta perda foi considerada negligível face à simplificação que introduz no desenho do circuito de controlo.

O esquemático principal do circuito de controlo do filtro FLT10G é representado na Figura 91.





**Figura 91: Esquemático do circuito de controlo do filtro FLT10G**

Também representados na Figura 91 estão os reguladores de tensão utilizados. Além do MAX664 usado como referência para os conversores digital-analógicos, são também utilizados um MAX603 para fornecer 5V a toda a electrónica digital, e ainda outro MAX664 na sua configuração básica de -5V à saída para fornecer a alimentação negativa aos conversores, que necessitam de alimentação dupla  $\pm 5V$ .

A Figura 92 representa o layout do PCB em que o circuito de controlo foi implementado, e uma fotografia da placa já com os componentes montados.

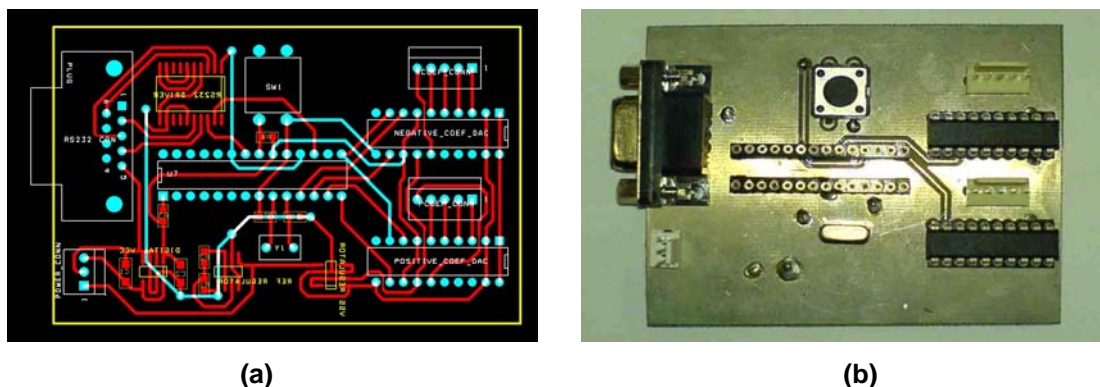


Figura 92: (a ) Layout da placa de controlo do filtro FLT10G e (b) fotografia da placa

### C.3.2 Software e Firmware – Controlo Automático

O algoritmo Simplex foi escolhido para realizar o controlo automático do filtro FLT10G. Apesar de relativamente pouco complexo, a sua implementação num processador com relativamente baixos recursos de memória, como o PIC16F876, não é trivial.

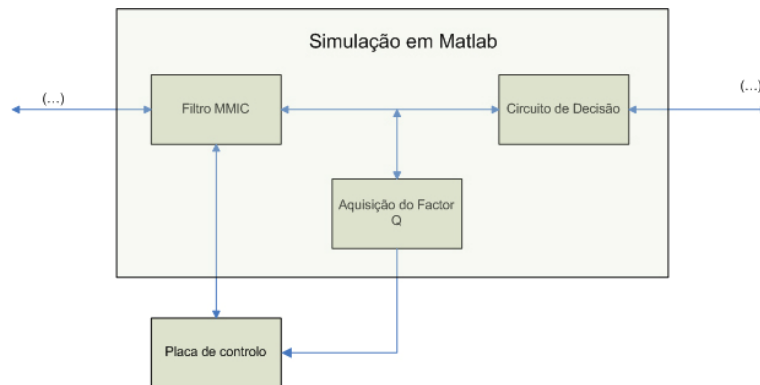
O algoritmo é um processo de optimização numérico projectado para operar sobre variáveis contínuas, e enquanto numa implementação num computador a discretização das variáveis pode ser feita recorrendo a tipos de variável “float” com 32 ou 64 bits, de modo a que possam para todos os efeito continuar a serem consideradas contínuas, esta solução não é possível neste caso.

Depois de codificado o algoritmo para o microcontrolador, concluiu-se que uma resolução máxima de apenas 16bit para cada variável (tensão dos coeficientes e medidas de qualidade do sinal) é possível com a memória interna do microcontrolador.

O corpo principal do firmware projectado para o microcontrolador é a implementação do algoritmo Simplex. Paralelamente, e recorrendo principalmente a rotinas de interrupção controladas pelo Simplex, o código de controlo de fluxo para as comunicações via RS232 e para as conversões digital-analógicas é executado a pedido.

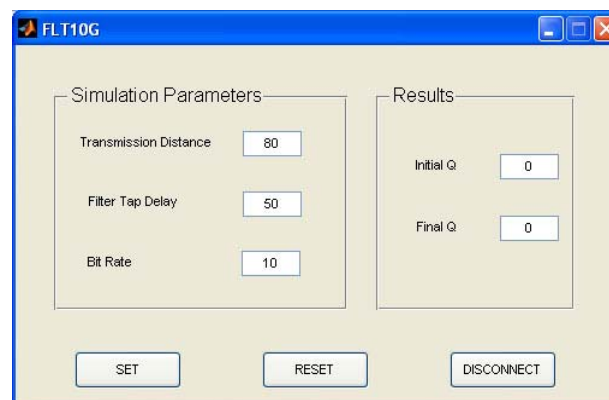
Os testes à placa de controlo foram efectuados simulando todos os outros subsistemas no Matlab. O procedimento de teste consiste em simular um sistema de comunicação óptico e um filtro transversal ideal com 5 tomadas e atrasos entre elas equivalentes a meio período de bit. O factor de qualidade do sinal é então calculado à saída do filtro ideal, e passado para a placa de controlo para processamento.

A Figura 93 representa o esquema de testes à placa de controlo do filtro FLT10G.



**Figura 93: Esquema de testes à placa de controlo do filtro FLT10G**

A aquisição do factor de qualidade do sinal pelo Matlab é comandada pela placa de controlo, numa arquitectura servidor/cliente tornada possível pela bidireccionalidade do protocolo RS232 e pelo sistema de interrupções internas tanto do microcontrolador como do Matlab. Os parâmetros de simulação em Matlab são definidos recorrendo ao interface gráfico representado na Figura 94.



**Figura 94: Interface de controlo para a co-simulação em Matlab do desempenho da placa de controlo do filtro FLT10G**

Estando os parâmetros definidos e a simulação pronta a correr o Matlab aguarda por um pedido da placa de controlo e, na recepção deste pedido, simula o sistema com os coeficientes enviados pela placa calculando o factor de qualidade do sinal recebido. O Q calculado é então enviado para a placa de controlo e o software em Matlab entra em modo de espera (a linha de comandos continua acessível para outras operações) até ao próximo pedido da placa de controlo.

Uma comparação entre os resultados obtidos com uma simulação completa do sistema adaptativo e com o algoritmo de optimização implementado no microcontrolador permite observar que não existe uma diminuição no desempenho previsto do sistema. Conclui-se que a discretização do algoritmo simplex não tem neste caso influência no desempenho do sistema adaptativo, e que o microcontrolador escolhido suporta completamente as operações necessárias para o correcto funcionamento do sistema de controlo.

Após os testes à capacidade do sistema de controlo automático recorrendo a simulações, um software distinto foi desenvolvido em Matlab para testes práticos em laboratório ao sistema. Em comparação com o sistema simulado já descrito, o Matlab apenas assegura as funcionalidades de obtenção do factor de qualidade a pedido e de comunicação entre a placa de controlo e o dispositivo de monitorização.

Para dispositivo de monitorização é utilizado o osciloscópio de elevada largura de banda disponível no IT, um Agilent 81600A. Este dispositivo permite a medição do factor de qualidade do sinal recebido, e é controlável externamente através de um protocolo GPIB. O software em Matlab inclui todo o código necessário para controlo do osciloscópio por GPIB, e assim que recebe um pedido da placa de controlo, obtém o factor  $Q$  medido pelo osciloscópio e envia-o para a placa.

O interface gráfico de controlo em Matlab continua idêntico ao da Figura 94, sendo que os valores introduzidos nos campos referentes à simulação podem ser usados para efectuar as simulações em Matlab e comparar os resultados graficamente com os observados no osciloscópio. O processo é automático, e assim que é pressionado “Set”, a optimização dos coeficientes do filtro prossegue em malha fechada entre a placa de controlo e osciloscópio sem qualquer intervenção do utilizador.

O código em Matlab é modular e bastante configurável, sendo possível configurar o software sem recorrer ao interface gráfico, e não efectuar as simulações paralelas em Matlab.

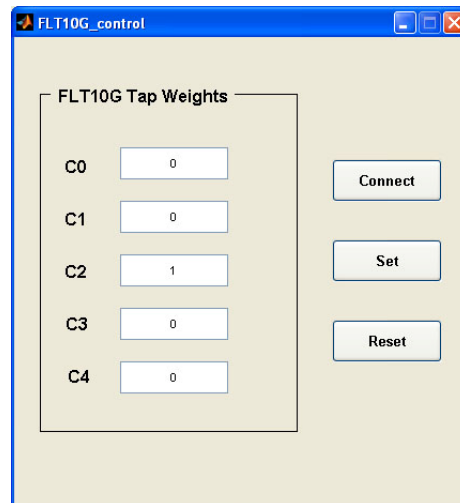
### **C.3.3 Software e Firmware – Controlo Manual**

O controlo manual dos coeficientes é conceptualmente mais simples que o controlo automático, podendo-se variar as tensões nas tomadas do filtro através de potenciómetros incluídos no PCB onde este é montado. Esta solução não permite contudo um controlo intuitivo do filtro, uma vez que é necessário medir directamente com um multímetro o valor da tensão aplicado.

Com o intuito de facilitar o ajuste manual dos coeficientes do filtro, foi desenvolvido software em Matlab e firmware dedicado para implementar um interface simples e intuitivo entre os valores normalizados dos coeficientes escolhidos pelo utilizador e as tensões a aplicar nas tomadas do

filtro. O firmware foi desenvolvido para ser usado com a placa de controlo automático já implementada, pelo que não foi necessário desenhar circuitos adicionais.

A Figura 95 representa o interface gráfico em Matlab que permite a actualização dos coeficientes.



**Figura 95: Interface de controlo para ajuste manual dos coeficientes do filtro FLT10G**

A comunicação entre o software em Matlab e a placa de controlo é mais uma vez efectuada através da porta RS232 do computador. No arranque da placa de controlo todos os coeficientes são colocados a um valor normalizado de 0, correspondente a uma tensão aplicada de -1V nas tomadas do filtro e pondo o filtro totalmente em situação de corte do sinal de entrada.

O botão “connect” no software em Matlab inicializa a porta série do PC, e as tensões nas tomadas do filtro são actualizadas com os valores introduzidos pelo utilizador no interface gráfico pressionando o botão “set”. O botão “reset” aplica o conjunto de coeficientes [0 0 1 0 0], tornando a resposta do filtro do tipo “passa-tudo”, o menos interferente com o sinal de entrada possível.

O intervalo admissível para o valor dos coeficientes no interface gráfico em Matlab é [-1 , 1]. Aquando do envio dos coeficientes para a placa de controlo, o software discrimina os valores positivos dos negativos, e na realidade envia dois conjuntos distintos de cinco coeficientes. O firmware embebido no microcontrolador discrimina os coeficientes que se destinam a cada conversor digital-analógico, e actualiza simultaneamente o par de tomadas do filtro que constitui o valor final do coeficiente.



## Publicações do autor no âmbito da Dissertação

Paulo P. Monteiro, Manuel Violas, Rui Ribeiro, Luís Teixeira, A. M. Madureira, Rui L. Aguiar, José Ferreira da Rocha, "Adaptive Electronic Equalizers for Very High Speed Optical Communication Systems", Proc. SEON 2005- Symposium on Enabling Optical Networks, Aveiro, Portugal, pp. 2-3, June 2005

Luís M. R. Teixeira, Paulo P. Monteiro, Manuel Violas, "Feasibility of Transversal Filters for Adaptive Chromatic Dispersion Compensators in Multigigabit Optical Communication Systems", CONFTELE 2005 - 5th Conference on Telecommunications, Tomar, Portugal, April 2005

J. E. S. Machado, Luís M. R. Teixeira, M. A. M. Madureira, J. M. Santos, P. Monteiro, A. N. Pinto, M. Violas, "Dynamic Electronic Dispersion Compensation for Efficient Micro & Millimetre Wave Optical Transceivers", Photonic Signal Processing for Defence Applications, Rome, Italy, March 2005

Silveira, T., Ferreira, A., Monteiro, P., Violas, M., Ribeiro, R., Rocha, J., Teixeira, L., "Electrical dispersion compensation at 10 Gb/s optical single sideband transmission systems", Lasers and Electro-Optics Society, 2004. LEOS 2004. The 17th Annual Meeting of the IEEE Volume 2, 7-11 Nov. 2004 Page(s):759 - 760 Vol.2

Monteiro, P.; Luís M. R. Teixeira; M. Violas; R. F. S. Ribeiro; A.T. Teixeira; R. F. Rocha; "Adaptive Electronic Equalizers for Multigigabit Optical Communication Systems", Proc International Symposium. in Circuits and Systems , Linz , Austria, August 2004

Luís M. R. Teixeira; Paulo M. N. P. Monteiro; Manuel. Violas; António Teixeira, "Optical Signal Monitoring for Adaptive Equalization Using Transversal Filters", Proc. SEON 2004- Symposium on Enabling Optical Networks, Porto, Portugal, pp. 101-102, June 2004

Luís M. R. Teixeira; P. Monteiro; M. Violas; A. Teixeira; J. M. Santos; "Adaptive Chromatic Dispersion Compensation Using Electrical Transversal Filters", Rev. do Dep. de Electrónica e Telecomunicações da Univ. Aveiro , Vol. 4 , No. 2, pp. 186 - 190 , January 2004





## Referências

- 
- [1] "City of light: the story of fiber optics"; Jeff Hecht; Oxford University Press, 1999
- [2] "Design Considerations for Mode Selective Fabry-Perot laser resonator"; N. Kumagai, M. Matsuhara, H. Mori; IEEE Journal of Quantum Electronics, Vol. 1, No. 2, May 1965, pp. 85-94
- [3] "Optical Fiber Communications"; Gerd Keiser; McGraw-Hill, 2000
- [4] [http://www.socnb.com/product/hproduct\\_e/imgln/ln18you03.gif](http://www.socnb.com/product/hproduct_e/imgln/ln18you03.gif)
- [5] "Fiber-Optic Communication Systems – 2nd Edition"; Govind P. Agrawal; John Wiley & Sons Inc., 1997
- [6] <http://www.lucent.com/press/0399/990303.nsb.html>
- [7] "Tunable dispersion compensator and tunable dispersion slope compensator based on induced thermal chirping in fiber Bragg gratings"; R. Nogueira, A. Teixeira, M. Lima; P. Andre, J. Pinto, J. da Rocha; Proceedings of 2005 7th International Conference on Transparent Optical Networks, Vol. 2, 3-7 July 2005, pp. 343 - 346
- [8] "A Comparison of Equalisers for Compensating Polarization-mode Dispersion in 40-Gb/s Optical Systems"; J. Sewter, A. C. Carusone; ISCAS2005, Vol 2, May 2005, pp. 1521-1524
- [9] "Electrical Dispersion Compensation at 10Gb/s Optical Single Sideband Transmisson"; T. Silveira, A. Ferreira, P. Monteiro, M. Violas, R. Ribeiro, J. Rocha, L. Teixeira; LEOS2004, Vol 2, November 2004
- [10] "RAKE receiver structures for differential and pilot symbol-assisted detection of DS-CDMA signals in frequency-selective Rayleigh fading channels"; C. D'Amours, M. Moher, A. Yongacoglu, J. Wang; Global Telecommunications Conference, GLOBECOM '93, 29 Nov.-2 Dec. 1993, vol.3, pp.1798 - 1802
- [11] "Electrical Signal Processing Techniques in Long-Haul Fiber-Optic Systems"; Jack H. Winters, R. Gitlin; IEEE Transactions on Communications, Vol.38, No.9, September 1990
- [12] "Fast Adaptive Control for Electronic Equalization of PMD"; B. Wedding, A. Chiarotto, W. Kuebart, H. Bulow; OFC2001
- [13] "Electrical PMD Equalizer for a 40Gbi/s Transmission"; M. Nakamura, H. Nosaka, M. Ida, K. Kurishima, M. Tokumitsu; Optical Fiber Communication Conference, 2004. OFC 2004; Vol. 1, 23-27 Feb. 2004

- [14] "On the Performance of Electrical Equalization in Optical Fiber Transmission Systems"; Anthony J. Weiss; IEEE Photonics Technology Letters, Vol.15, No. 9, September 2003
- [15] "Electronic Compensation of PMD and Chromatic Dispersion with an IC in 10Gbit/s Transmission System"; F. Cariali et al; Electronic Letters, Vol.36, No.10, May 2000
- [16] "Reducing the Effects of Transmission Impairments in Digital Fiber Optic Systems"; Jack Winters, R. Gitlin, S. Kasturia; IEEE Communications Magazine, June 2003
- [17] "Adaptive Nonlinear Cancellation for High-Speed Fiber-Optic Systems"; Jack Winters, S. Kasturia; Journal of Lightwave Technology, Vol.10, No.7, July 1992
- [18] "Techniques for High-Speed Implementation of Nonlinear Cancellation"; S. Kasturia, J. Winters; IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol.9, No.5, June 1991
- [19] "Digital Signal Processing and Electronic Equalization (EE) of ISI"; Daniel Castagnozzi; OFC2004
- [20] "Electronic Equalization of Transmission Impairments"; Henning Bulow; OFC2002
- [21] "Reduction of the Chromatic Dispersion Penalty at 10Gbit/s by Integrated Electronic Equalisers"; F. Buchali et al; OFCC 2000, Vol. 3, pp. 268-270
- [22] "Performance of Electrical Equalizers in Optically Amplified OOK and DPSK Systems"; J. Wang, J. Kahn; Photonics Technology Letters, Vol. 16, n. 5, May 2004, pp.1397 - 1399
- [23] "Electronic Equalisation for Low Cost 10Gbit/s Directly Modulated Systems"; C. R. S. Fludger, J. Whiteway, P. Anslow, OFC2004
- [24] "The viterbi algorithm"; G. D. Forney Jr.; Proceedings of the IEEE, Vol. 61, Issue 3, March 1973 pp.:268 - 278
- [25] "Optimization Methods in Electronic Circuit Design"; R. E. Massara; John Wiley & Sons Inc., 1991
- [26] "Optimization theory and applications"; S. S. Rao; John Wiley & Sons, New York, 1978
- [27] "Direct serach solution of numerical and statistical problems"; Robert Hooke, T. A. Jeeves; Journal of the ACM, Vol. 8 , Issue 2 (April 1961), pp. 212 – 229
- [28] "An efficient method for finding the minimum of a function of several variables without calculating derivatives"; M. J. D. Powell; Computer J. 7, 155-162, 1964.
- [29] "A simplex method for function minimization"; J. A. Nelder, R. Mead; The computer Journal 7, 1965, pp. 308-313
- [30] "Componentes Optoelectrónicos para redes fotónicas de alto débito"; Paulo Sérgio de Brito André; Phd. Thesis, University of Aveiro, 2002

- [31] "A 40Gbit/s Eye Monitor and its Application to Adaptive PMD Compensation"; F. Buchali, W. Baumert, H. Bulow, J. Poirrier; OFC2002
- [32] "A 10-Gbit/s Eye-Opening Monitor IC for Decision-Guided Adaptation of the Frequency Response of an Optical Receiver"; T. Ellermeyer, U. Langmann, B. Wedding, W. Pohlmann; IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol.35, No.12, December 2000
- [33] "A Simultaneous Monitoring Technique for Polarization Mode Dispersion and Group Velocity Dispersion"; K. J. Park, J. H. Lee, C. J. Youn, Y. C. Chung; OFC2002
- [34] "PMD Monitoring in WDM Systems for NRZ data Using Chromatic Dispersion Regenerated Clock"; S. M. R. Motaghian Nezam, Y. W. Song, A. B. Sahin, Z. Pan, A. E. Willner; OFC2002
- [35] "Optical Signal Quality Monitoring Method Based on Optical Sampling"; I. Shake, H. Takara, S. Kawanishi, Y. Yamabayashi; Electronic Letters, vol. 34, n. 22, pp. 2152-2153, 1998
- [36] "Optical performance monitor based on asynchronous detection"; P. Andre, A.L.J Teixeira, M.J.N. Lima, J.L. Pinto, J.R.F. da Rocha; Lasers and Electro-Optics Society, 2001, LEOS 2001, The 14th Annual Meeting of the IEEE, Volume 1, 12-13 Nov. 2001, Page(s):30 – 31
- [37] "Averaged Q-factor method using amplitude histogram evaluation for transparent monitoring of optical signal-to-noise ratio degradation in optical transmission system"; I. Shake, H. Takara; Journal of Lightwave Technology, Volume 20, Issue 8, Aug. 2002, Page(s):1367 – 1373
- [38] "Asynchronous sampled amplitude histogram model for optical performance monitoring in high speed networks"; P.S. Andre, A.L.J. Teixeira, M.N.J. Lima, R.N. Nogueira, J.F. da Rocha, J.L. Pinto; Lasers and Electro-Optics Society, 2003, LEOS 2003, The 16th Annual Meeting of the IEEE Volume 2, 2003, Page(s):911 - 912
- [39] "Performance monitoring in optical networks using asynchronously acquired samples with nonideal sampling systems and intersymbol interference"; R. Luis, P. Andre, A. Teixeira, P. Monteiro; Journal of Lightwave Technology, Volume 22, Issue 11, Nov. 2004, Page(s):2452 – 2459
- [40] VPI Photonics – Photonic and Signal Processing Modules Help